

**Untersuchung des Potenzials zur
Erhöhung des Wirkungsgrades
einfacher Schaltnetzteiltonologien
und Ableitung von Designrichtlinien**

Dissertation

**zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)**

**vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau**

von Dipl.-Ing. André Blum

Gutachter:

- 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt**
- 2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. A. Lindemann**
- 3. Dr.-Ing. I. Zverev**

Vorgelegt am: 20.11.2007

Wissenschaftliche Aussprache am: 03.04.2008

Selbständigkeitserklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Ingolstadt, 1. November 2007

André Blum

Erklärung

Ich erkläre, dass mir die Promotionsordnung der Technischen Universität Ilmenau in Ihrer aktuell gültigen Fassung (veröffentlicht im Gemeinsamen Amtsblatt des Thüringer Kultusministeriums und des Thüringer Ministeriums für Wissenschaft, Forschung und Kunst Nr. 5/2002 vom 27.05.2002, S. 223–229) bekannt ist.

Ingolstadt, 1. November 2007

André Blum

Liste wissenschaftlicher Veröffentlichungen

Jahr	Titel	Tagung/ Symposium
2001	„Regelung von Stromrichtern in drei- und vierleiter-Inselnetzen“	Maritimes Symposium, Rostock
2002	„Erweiterung des Leistungsbereichs einfacher Schaltnetzteiltonologien durch den Einsatz moderner Leistungshalbleiter“	ISLE-Seminar zur Auswertung internat. Tagungen, Ilmenau
2003	„SiC-JFET-Cascode: State-of-the-Art, Performance and Application“	Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg
2003	„Silicon Carbide questions the settled hierarchy of converter topologies“	Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg
2004	„Outstanding 1000W AC/DC Power Supply with Boost PFC and Single Switch DC/DC Converter can replace Supplies including Multi-Switch Topologies“	Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg
2007	„The Electro-Magnetic-Board (EMB) – EMC-Testing on system level“	EMC Zurich, München

Zusammenfassung

Untersuchung des Potenzials zur Erhöhung des Wirkungsgrades einfacher Schaltnetzteiltopologien und Ableitung von Designrichtlinien

Die vorliegende Arbeit richtet sich vor allem an Entwickler von Schaltnetzteilen, Halbleitern und passiven Komponenten, die durch eine Schärfung des Verständnisses für die Gesamttopologie und die dahinterliegenden Zusammenhänge in ihrer täglichen Arbeit möglichst nahe an das optimale und gleichzeitig einfache Schaltnetzteil herankommen möchten. Zu Beginn der Arbeit werden zunächst die Eigenschaften gängiger Schaltnetzteil-topologien vorgestellt und miteinander verglichen. Die beiden Schaltungsarten mit dem geringsten Komplexitätsgrad – Flyback- und Forward-Converter – werden im Anschluss im Detail theoretisch analysiert und Ansatzpunkte für Optimierungen aufgezeigt. Hierzu werden sowohl die verlustbestimmenden Eigenschaften aktiver Bauteile (Leistungshalbleiter, Dioden) als auch die passiver Bauelemente (Elektrolytkondensatoren, Transformatoren) erläutert. Basierend auf Simulationen und praktischen Versuchen wird gezeigt, wie der Wirkungsgrad speziell durch die Optimierung von Transformatoren und Halbleitern gesteigert werden kann. An praktischen Aufbauten und Messungen wird die Anwendbarkeit der erzielten Ergebnisse für Entwickler von Schaltnetzteilen verifiziert. In den durchgeführten Simulationen werden darüber hinaus verschiedene Parameter der induktiven Bauelemente und vor allem der Halbleiter variiert und die resultierenden Einflüsse auf das Verhalten der Schaltung aufgezeigt. Dieser neue Ansatz des Synthetisierens von Halbleitern gibt sowohl den Entwicklern von Schaltnetzteilen als auch den Herstellern von Halbleitern wichtige Informationen für das Design optimal arbeitender DC/DC-Wandler und der dazu benötigten Eigenschaften auf Komponentenebene. Die hierfür verwendeten Simulationsmodelle sowie -ergebnisse sind vollständig mit entsprechender Beschreibung enthalten. Um eine möglichst umfassende Betrachtung praktischer Anwendungsfälle für Schaltnetzteile zu garantieren, werden PFC-Stufen ebenfalls in die Wirkungsgraduntersuchungen einbezogen und Empfehlungen für die Auslegung eines wirkungsgradoptimierten Schaltnetzteil-Gesamtkonzepts getroffen. Am Ende jedes Abschnitts für die untersuchten Topologien erhält der Leser konkrete Hilfestellung und Designregeln für den Aufbau eines Schaltnetzteils mit optimiertem Wirkungsgrad.

Abstract

Research of the potential for an increase of the efficiency of simple switched mode power supply topologies and deduction of design rules

This scientific work is intended for those developers of switched mode power supplies, semiconductors and passive components, who are interested in building simple and though most efficient power supplies by understanding the interrelations lying beneath the sum of all components. First of all, the properties of common SMPS topologies are introduced and compared to each other. The both least complex topologies – Forward- and Flyback-Converters – are selected and analysed in detail. Possible starting points for optimizations are shown. Herefore the properties of active (power semiconductors, diodes) and passive components (electrolytic capacitors, transformers) dominating the losses of these topologies are explicated. Based on simulations and practical tests is shown, how the efficiency can be increased by optimization of the transformer and the semiconductors. The practicability of the theoretical and simulative results for developing engineers is proved on practical test setups and with measurements. Additionally different parameters of inductive components and semiconductors are varied in simulations and the resulting influence onto the whole circuit's behaviour is shown. This new approach of synthesizing semiconductors gives important information to developers of SMPS and semiconductors about the design of efficiency-optimized power supplies and the needed key properties of the components. A detailed description of the used simulation models and results is included. In order to guarantee an as comprehensive research of practical applications as possible, PFC circuits are also examined. Recommendations for efficiency-optimized PFC stages and for improved SMPS are made. At the end of each chapter for the researched topologies, the reader gets concrete recommendations and design-rules for building up power supplies with optimized efficiency.

Thesen zur Dissertation

1. Unter den Einschalter-DC/DC-Wandlern stellen die Forward- und die Flyback-Topologie die einfachsten und kostengünstigsten Schaltungsarten mit optionaler Potenzialtrennung dar.
2. Für beide Schaltungen wird das Übertragungsverhalten hergeleitet und jeweils ein dreidimensionales normiertes Übertragungskennlinienfeld erstellt, in dem die verschiedenen Arbeitsbereiche anschaulich dargestellt werden.
3. Die verwendeten Halbleiter und die induktiven Bauteile stellen die beiden größten Stellhebel dar, um eine Verbesserung des Wirkungsgrades für Forward- und Flyback-Converter zu erreichen.
4. Unter Verwendung moderner Halbleiter und Magnetmaterialien ist es möglich, die praktisch nutzbaren Leistungsbereiche der beiden untersuchten Schaltungsarten derart zu erweitern (d.h. den Wirkungsgrad zu verbessern), dass damit Mehrschaltertopologien ersetzt werden können.
5. Die in Elektrolytkondensatoren anfallenden Verluste können bei korrekter Dimensionierung in der Regel gegenüber den in den o.g. Baugruppen anfallenden Verlustarten vernachlässigt werden.
6. Ein neues und vereinfachtes Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Verluste im Ausgangskondensator wird vorgestellt, das auf Basis von Datenblattwerten, sowie dem Effektivwert des Kondensatorstroms eine schnelle und für den Praxiseinsatz hinreichend genaue Verlustleistungsbestimmung für den verwendeten Elektrolytkondensator ermöglicht.
7. Durch Simulation auf Basis realer Halbleiter- und Schaltungsdaten in speziell entwickelten Simulationsmodellen sowie praktische Untersuchungen werden für den Flyback-Converter folgende Zusammenhänge für typische Betriebsarten herausgearbeitet:
 - a) Am Schalter dominieren die Ausschaltverluste.
 - b) An der Diode dominieren die Durchlassverluste.
 - c) Die Verwendung von Silicium-Carbid Bauteilen bringt eine deutliche Reduzierung der Verluste mit sich.

-
- d) Mit heute gebräuchlichen Leistungsschaltern in der Spannungsklasse zwischen 600 V und 800 V ist bei entsprechender Schaltungsauslegung ein mit SiC-Prototypenschaltern vergleichbarer Wirkungsgrad umsetzbar.
 - e) Ein ausgewogenes Übersetzungsverhältnis des Transformators hat den Betrieb der Schaltung in einem relativen Verlustleistungsoptimum zur Folge.
 - f) Der simulativ ermittelte maximale Wirkungsgrad beträgt 0,92 für 600 W Ausgangsleistung (Eingang 400 V, Ausgang 48 V).
 - g) Das Verhältnis aus Zwischenkreisspannung und rückübersetzter Spannung sollte sich für minimale Verluste im Bereich 0,2..0,5 bewegen.
 - h) Das Verhältnis aus Mittelwert des Schalterstroms während der Einschaltphase und Effektivwert des Schalterstroms sollte sich für minimale Verluste im Bereich 1,5..2,5 bewegen.
 - i) Der Transformator sollte einen möglichst kompakten und verschachtelten Windungsaufbau besitzen um einen hohen Koppelfaktor und minimale Streuinduktivitäten zu erreichen.
 - j) Die sinnvoll in der Praxis anwendbare maximale Ausgangsleistung unter Berücksichtigung der oben beschriebenen Zusammenhänge beträgt im Continuous Conduction Mode ca. 600 W (bei o.g. Ein- und Ausgangsspannung).
8. Durch simulative Untersuchungen sowie Messungen an Versuchsschaltungen konnten für die Forward-Topologie folgende Zusammenhänge aufgezeigt werden:
- a) Die Verwendung sehr kleiner oder sehr großer Tastverhältnisse hat eine Erhöhung der Summe der in den Dioden anfallenden Verluste zur Folge. Das Optimum liegt bei $D = 0,5$.
 - b) Die Verwendung von Ringkernen sowie Magnetmaterialien mit verteiltem Luftspalt in Kombination mit einer ausgewogenen Verteilung der Eisen- und Kupferverluste resultiert in einem relativen Verlustleistungsminimum für die Ausgangsdrossel.
 - c) Ein ausgewogenes Übersetzungsverhältnis des Transformators hat den Betrieb der Schaltung in einem relativen Verlustleistungsoptimum zur Folge.
 - d) Bei genügend hoher Spannungsfestigkeit des Leistungsschalters kann auf die sog. *Entmagnetisierungswicklung* des Transformators verzichtet werden. Der Forward-Converter kann in einer solchen Konfiguration – abhängig von der

konkreten Auslegung – mit Tastverhältnissen größer als 0,5 betrieben werden.

- e) Die Drain-Source-Kapazität des Leistungsschalters kann bei genügend hoher Spannungsfestigkeit zum Aufbau eines Schwingreises genutzt werden, der in einem abgestimmten Arbeitspunkt ein nahezu spannungsloses Einschalten ermöglicht.
- f) Für dieses halbresonante Schalten ist zum einen der Einsatz einer zusätzlichen diskreten Induktivität zur Abstimmung nötig und zum anderen erweist sich die praktische Umsetzung bzw. Abstimmung als sehr umständlich. Die Nutzung dieses Verfahrens wird daher für den praktischen Serieneinsatz nicht empfohlen.
- g) Das Verhältnis aus Mittelwert des Schalterstroms während der Einschaltphase und Effektivwert des Schalterstroms sollte sich für minimale Verluste im Bereich 1,5..2,5 bewegen.
- h) Das Verhältnis aus primärer und sekundärer Windungszahl des Transformators sollte sich für minimale Verluste im Bereich 2..4 bewegen.
- i) Die sinnvoll in der Praxis anwendbare maximale Ausgangsleistung unter Berücksichtigung der oben beschriebenen Zusammenhänge beträgt im Continuous Conduction Mode ca. 1000 W (Eingang 400 V, Ausgang 48 V).

9. Aus den Untersuchungen zu PFC-Eingangsstufen lassen sich folgende Zusammenhänge ableiten:

- a) In Schaltnetzteilen entfällt ein nicht zu vernachlässigender Teil der Verluste auf die PFC-Stufe.
- b) Für Schaltnetzteile mit präzise geregelter Ausgangsspannung ist aufgrund geringerer Verluste eine zweistufige Auslegung (Stufe 1: AC → Hochspannungs-Zwischenkreis, Stufe 2: Potenzialtrennung → geregelte Ausgangsspannung) zu wählen.
- c) Zur Begrenzung der entstehenden Verluste muss bei geringen Eingangsspannungen die maximale Stromaufnahme begrenzt werden (sog. *Derating*).
- d) Für eine Minimierung der Verluste in der PFC sollte eine möglichst geringe Ausgangsspannung gewählt werden.

-
- e) Die Verwendung von Ringkernen sowie Magnetmaterialien mit verteiltem Luftspalt in Kombination mit einer ausgewogenen Verteilung der Eisen- und Kupferverluste resultiert in einem relativen Verlustleistungsminimum für die PFC-Drossel.
 - f) Durch SiC-Dioden können die Verluste der PFC-Schaltung reduziert werden.
 - g) In einem zweistufigen PFC-Konzept bewirkt eine niedrige Zwischenkreisspannung auch geringere Verluste der PFC-Schaltung.
 - h) Für hohe Leistungen sollte zur Begrenzung der Verluste mit Serienbauteilen eine Schaltfrequenz von 250 kHz nicht überschritten werden.
 - i) Bei 1000 W Ausgangsleistung ist mit heute am Markt erhältlichen Bauteilen ein Wirkungsgrad von über 0,975 erreichbar (bei 400 V PFC-Ausgangsspannung).
10. In den untersuchten Schaltnetzteiltonologien entspricht die Summe der Verlustleistungsminima der einzelnen Komponenten nicht dem erreichbaren Verlustleistungsminimum des Gesamtsystems.
11. Zur Entwicklung eines verlustleistungsoptimierten Schaltnetzteils ist das Verständnis über die Zusammenhänge und Eigenschaften der einzelnen Bauteile unabdingbar. Einen wesentlichen Beitrag hierzu leistet die vorliegende Arbeit.
12. Weitere Untersuchungen auf den Gebieten der Magnetwerkstoffe, der Leistungshalbleiter sowie der Ansteuerschaltkreise stellen die vielversprechendsten Möglichkeiten dar, die Effizienz einfacher Schaltnetzteiltonologien in Zukunft weiter zu optimieren.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Grundlegende DC/DC-Wandlertopologien	5
2.1. Eintaktwandler	7
2.1.1. Forward-Converter	7
2.1.1.1. Continuous Conduction Mode	9
2.1.1.2. Lückgrenze	11
2.1.1.3. Discontinuous Conduction Mode	12
2.1.2. Flyback Converter	14
2.1.2.1. Continuous Conduction Mode	15
2.1.2.2. Discontinuous Conduction Mode	17
2.1.2.3. Lückgrenze	20
2.1.2.4. Maximal auftretende Spannungen	21
2.2. Gegentaktwandler	22
2.2.1. Push-Pull Converter	22
2.2.2. Brückenschaltungen	24
2.2.2.1. Halbbrücke	24
2.2.2.2. Vollbrücke	26
2.2.3. Gleichrichtung	26
2.3. Topologievergleich	28
3. Flyback-Converter	32
3.1. Leistungsschalter und Transformator	32
3.1.1. Snubber und Entmagnetisierung	33
3.1.2. Gatevorwiderstände	37
3.1.3. Reduktion des Strom-Effektivwertes	39
3.1.4. Einfluss des Durchlasswiderstandes	40
3.1.5. Durchlassverluste	43

3.1.6.	Streuinduktivität	45
3.1.7.	Streuenergie	47
3.1.8.	Transformatorverluste	48
3.1.8.1.	Wicklungsverluste	48
3.1.8.2.	Kernverluste	51
3.2.	Sekundärseitige Gleichrichtung	55
3.2.1.	Beanspruchungen im Flyback-Converter	56
3.2.2.	Auftretende Verluste	57
3.3.	Ausgangskondensator	59
3.3.1.	Beschreibung der physikalischen Eigenschaften	59
3.3.2.	Kondensatorverluste	62
3.4.	Simulation des Flyback-Converters	64
3.4.1.	Beschreibung des Flyback-Simulationsmodells	65
3.4.2.	Variation der parasitären Kapazitätswerte der Halbleiter	68
3.4.3.	Variation des Durchlassspannungsabfalls der Diode	73
3.4.4.	Betrachtung der gegenseitigen Abhängigkeiten zwischen Trans- formator und Halbleitern	74
3.5.	Zusammenfassung und Designempfehlungen für Flyback-Converter	78
4.	Forward-Converter	82
4.1.	Leistungsschalter und Transformator	82
4.1.1.	Entmagnetisierung	82
4.1.2.	Reduktion des Strom-Effektivwertes	83
4.1.3.	Durchlassverluste	84
4.1.4.	Streuinduktivität	84
4.1.5.	Streuenergie	86
4.1.6.	Transformatorverluste	86
4.2.	Sekundärseitige Dioden	87
4.2.1.	Beanspruchungen im Forward-Converter	87
4.2.2.	Auftretende Verluste	87
4.3.	Verluste im Ausgangskondensator	89
4.4.	Sekundärseitige Filterdrossel	92
4.5.	Simulation des Forward-Converters	93
4.5.1.	Beschreibung des Forward-Simulationsmodells	93
4.5.2.	Variation der parasitären Kapazitätswerte der Halbleiter	94

4.5.3.	Variation des Durchlassspannungsabfalls der Dioden	97
4.5.4.	Variation der PWM-Frequenz	98
4.5.5.	Betrachtung der Einflüsse von Magnetbauteilen auf die Gesamt- schaltung	99
4.5.6.	Modifizierte Schaltungsvarianten des Forward-Converters	102
4.6.	Praktischer Aufbau eines DC/DC-Wandlers als Forward-Converter . . .	104
4.6.1.	Dimensionierung	105
4.6.2.	Praktische Erkenntnisse	107
4.7.	Designempfehlungen für Forward-Converter	111
5.	Active Power Factor Correction	115
5.1.	Notwendigkeit einer Leistungsfaktorregelung	115
5.2.	Schaltungskonzepte	118
5.3.	PFC-Drossel	122
5.4.	PFC-Schalter	123
5.5.	PFC-Diode	123
5.6.	PFC-Schaltkreise	124
5.7.	Praktischer Aufbau einer PFC-Eingangsstufe	126
5.7.1.	Dimensionierung	127
5.7.2.	Messergebnisse	129
5.8.	Designempfehlungen für PFC-Schaltungen	131
6.	Zusammenfassung und Ausblick	133
A.	Anhang	137
A.1.	Dimensionierung des Flyback-Converters (S. 33)	137
A.2.	Variation der Transformatoren für den Flyback-Converter	139
A.3.	Simulation des Flyback-Converters in <i>Simulink</i>	143
A.3.1.	Flyback-Simulationsmodell	143
A.3.2.	Kurvenverläufe aus Simulationsrechnungen	149
A.4.	Simulation des Forward-Converters in <i>Simulink</i>	173
A.4.1.	Forward-Simulationsmodell	173
A.4.2.	Kurvenverläufe aus Simulationsrechnungen	175
A.5.	Vergleichsrechnung zu unterschiedlichen PFC-Konzepten	202
A.6.	Versuchsnetzteil mit PFC und Forward-Converter	204

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzungen

AC	Alternating Current – Wechselstrom
AL	Aluminium
CCM	Continuous Conduction Mode – Nichtlückender Betrieb/ Trapezbetrieb
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectriques
DC	Direct Current – Gleichstrom
DCM	Discontinuous Conduction Mode – Lück-/ Dreieckbetrieb
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EN	Europanorm
ESR	Equivalent Series Resistance – Serienersatzwiderstand
FET	Field Effect Transistor – Feldeffekttransistor
Gl.	Gleichung
HF	Hochfrequenz
IC	Integrated Circuit – integrierter Schaltkreis
JFET	Junction Field Effect Transistor
MOS	Metal Oxide Semiconductor
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board – Leiterplatte
PFC	Power Factor Correction – Leistungsfaktorkorrektur
PWM	Pulse Width Modulation – Pulsbreitenmodulation
Si	Silicon – Silicium
SiC	Silicon Carbide – Silicium Carbid
SMPS	Switched Mode Power Supply – Schaltnetzteil
ZCS	Zero Current Switched – Stromnullschalten
ZVS	Zero Voltage Switched – Spannungsnullschalten

Variablen und Bezeichner

Δ	Differenz
----------	-----------

Δ	elektr. Eindringtiefe	[mm]
η	Wirkungsgrad	
μ_0	Permeabilitätskonstante	$[4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}]$
μ_r	rel. Permeabilität	
ν	ganzzahlige Vielfache	
ω	elektr. Kreisfrequenz	[1/s]
Φ	magnet. Fluss	[Vs]
ρ	spezif. Widerstand	$[\Omega \text{ mm}^2/\text{m}]$
$\tan \delta$	Verlustfaktor	
A	Area – Fläche	
A_L	Induktivitätsfaktor	[nH]
B	magnetische Flussdichte	$[\text{Vs}/\text{m}^2]$
C	elektr. Kapazität	[As]
D	Duty Cycle – Tastverhältnis/ Kennzeichnung von Dioden (Zusammenhang)	
d	Leiterdurchmesser	[mm]
E	Energie	[Ws]
f	Frequenz	[1/s]
H	magnetische Feldstärke	$[\text{A}/\text{m}]$
i	elektr. Stromstärke	[A]
J	Stromdichte	$[\text{A}/\text{mm}^2]$
k	Koppelfaktor	
L	Induktivität	$[\text{Vs}/\text{A}]$
l	(magnetische) Weglänge	
n	Windungszahl	
p	elektr. Leistung	[W]
Q	elektr. Ladung/ Kennzeichnung von Schaltern (Zusammenhang)	[As]
R	elektr. Widerstand	$[\Omega]$
r	Ripple	
S	Scheinleistung	[VAr]
T	Periodendauer	[s]
t	Zeitdauer	[s]
u	elektr. Spannung	[V]
V	Volumen	$[\text{m}^3]$
Z	elektr. Impedanz	$[\Omega]$

Indices

+	ansteigend
–	abfallend
0	Bezugsgröße
o	Kennzeichnung für Ringkern
ν	ganzzahlige Vielfache
σ	durch Streuung bedingt
ϑ	fixer Temperaturarbeitspunkt
<i>allow</i>	erlaubter Wert
<i>B</i>	durch Streuinduktivität des Boardlayouts bedingt/ auf magn. Fluss bezogen (Zusammenhang)
<i>back</i>	auf Primärseite des Trafos rücktransformierte Größe
<i>block</i>	in blockierendem Zustand
<i>C</i>	an Kapazität anliegende Größe
<i>d</i>	Größe an Entmagnetisierungswicklung
<i>D_n</i>	an Diode n anliegend
<i>DE</i>	dreieckförmig
<i>DG</i>	Drain-Gate
<i>DS</i>	Drain-Source
<i>eff</i>	Effektivwert
<i>ers</i>	(berechnete) Ersatzgröße
<i>ESL</i>	Equivalent Series Inductance – Ersatzreiheninduktivität
<i>ESR</i>	Equivalent Series Resistance – Ersatzreihenwiderstand
<i>F</i>	Kennzeichnung für Durchlassrichtung
<i>f</i>	auf Frequenz bezogene Größe
<i>fall</i>	abfallende Flanke
<i>Fe</i>	Ferrum – im Eisenkreis
<i>FL</i>	Größe an Freilaufdiode
<i>form</i>	Kennzeichnung des Formfaktors
<i>fw</i>	freewheeling – Freilauf
<i>GR</i>	Größe an Gleichrichterdiode
<i>GS</i>	Gate-Source
<i>h</i>	durch Hauptinduktivität bedingt
<i>HV</i>	high voltage – hohe Spannung
<i>i</i>	auf Strom bezogen

<i>idle</i>	während Leerlauf/ energieloser Zustand
<i>in</i>	input – Größe am Eingang
<i>L</i>	an Induktivität anliegende Größe
<i>LC</i>	Leakage Current – Leckstrom
<i>LG</i>	Lückgrenze
<i>LV</i>	low voltage – niedrige Spannung
<i>magn</i>	magnetisch
<i>max</i>	(zulässiger) Maximalwert
<i>min</i>	(zulässiger) Minimalwert
<i>n</i>	normierte Größe
<i>nenn</i>	Nennwert/ -größe
<i>off</i>	während Ausschaltzeit
<i>on</i>	on-time – während Einschaltzeit
<i>out</i>	output – Größe am Ausgang
<i>peak</i>	Spitzenwert
<i>pri</i>	primärseitig
<i>Q n</i>	am Schalter n anliegend
<i>R</i>	Reverse – Kennzeichnung für Sperrichtung
<i>RE</i>	rechteckförmig
<i>rect</i>	rectifier – Gleichrichter
<i>refl</i>	auf Primärseite reflektierte Größe
<i>res</i>	Reserve
<i>rip</i>	Ripple
<i>rise</i>	ansteigende Flanke
<i>RR</i>	Reverse Recovery – während der Rückstromspitze (bei Dioden)
<i>S</i>	Schalter
<i>sat</i>	saturation – Sättigungswert
<i>sek</i>	sekundärseitig
<i>sin</i>	sinusförmig
<i>Snub</i>	Snubber
<i>sw</i>	switching – während Schaltvorgang
<i>T</i>	Größe am Transformator
<i>to</i>	turn on – Einschaltzeitpunkt
<i>trans</i>	transiente Größe
<i>V</i>	Verluste

Abbildungsverzeichnis

2.1. Kategorisierung von DC/DC-Wandlern mit Transformator	6
2.2. Forward-Converter	7
2.3. Qualitative Darstellung der Hystereseverläufe für Eintakt- (links) und Zweitaktwandler (rechts)	8
2.4. Strom- und Spannungsverläufe des Forward-Converters im CCM	10
2.5. Strom- und Spannungsverläufe des Forward-Converters im DCM	12
2.6. Normiertes Übertragungskennlinienfeld des Forward-Converters	13
2.7. Flyback-Converter	14
2.8. Strom- und Spannungsverläufe des Flyback-Converters im CCM	16
2.9. Strom- und Spannungsverläufe des Flyback-Converters im DCM	18
2.10. Normiertes Übertragungskennlinienfeld des Flyback-Converters	20
2.11. Push-Pull-Converter	22
2.12. Strom- und Spannungsverläufe des Push-Pull-Converters im CCM . . .	23
2.13. Halbbrückenschaltung	24
2.14. Qualitative Strom- und Spannungsverläufe der Halbbrücke im CCM . .	25
2.15. Vollbrückenschaltung	26
2.16. Gleichrichtung an Trafo mit Mittelanzapfung	27
2.17. Gleichrichtung mit current doubler	27
2.18. Alternative Gleichrichtung	28
2.19. Typische Einsatzbereiche der gebräuchlichsten SMPS-Topologien	29
3.1. Einfluss der Schalter-Nennspannung auf die Schaltungsverluste	32
3.2. Abhängigkeit der Entmagnetisierungsdauer von u_{DSmax} ($t_{demag} = t_{i-}$) .	34
3.3. Abhängigkeit der Ausschaltverluste von der Drain-Source-Spannung . .	35
3.4. Gemessene Wirkungsgrade in Abh. von der Drain-Source-Spannung . .	36
3.5. Gemessene Wirkungsgrade in Abhängigkeit vom Gatevorwiderstand . .	38
3.6. Veränderung des R_{on} in Abhängigkeit von Nennspannung und Chipflä- chenverhältnis - normiert auf Werte eines typischen 600 V-Schalters . .	41

3.7. Schaltbild eines <i>Infineon 1500V JFET</i>	42
3.8. Schaltvorgänge von <i>SPP11N80C3</i> und <i>JFET</i> -Kaskode	43
3.9. Abhängigkeit der Durchlassverluste von Nennspannung und Chipfläche	44
3.10. Abhängigkeit der Durchlassverluste von der Chipfläche	45
3.11. Abhängigkeit der Hauptinduktivität von Nennspannung des Schalters und Stromripple	47
3.12. Magnetische Feldstärke bei verschachtelten Wicklungen	50
3.13. Datenfeld N97-Ferritmaterial (EPCOS)	53
3.14. Magnetische Pfade im Ring- und ETD-Kern	53
3.15. Annäherung nichtsinusförmiger Verläufe	54
3.16. Abhängigkeit des Diodenstroms vom Tastverhältnis bei konstantem Aus- gangsstrom	57
3.17. Ermittlung der Dioden-Ausschaltverluste	58
3.18. Ersatzschaltbild eines AL-Elektrolytkondensators	59
3.19. Typischer Impedanzverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz (aus [36])	60
3.20. Typische Abhängigkeit des $\tan \delta$ von Frequenz und Temperatur [36]	61
3.21. Einflussfaktoren auf die Kapazität (aus [36])	61
3.22. Angenommener Verlauf des Kondensatorstroms in Flyback-Anwendung	62
3.23. Frequenzspektren der Kondensatorströme ohne Filterdrossel	63
3.24. Flyback-Converter in <i>Simulink</i> (oberste Modellebene)	65
3.25. Ersatzmodell für die Simulation eines MOSFET	68
3.26. Ersatzmodell für die Simulation der Diode	72
3.27. Vergleich der Verlustaufteilung am Schalter für die Transformatorausle- gungen in Modell (8) und (12)	77
4.1. Abhängigkeit der Verstärkung der sekundärseitigen Schaltungsindukti- vität von der Nennspannung des Schalters	85
4.2. Summe der Dioden-Durchlassverluste bezogen auf das Minimum bei $D =$ $0,5$	88
4.3. Angenommener Verlauf des Kondensatorstroms in Forward-Anwendung	89
4.4. Abhängigkeit der Kondensatorverluste von Tastverhältnis und Stromripple	90
4.5. Frequenzspektren der Kondensatorströme mit Filterdrossel	91
4.6. Forward-Converter in <i>Simulink</i> (oberste Modellebene)	94
4.7. Stromabhängige Serieninduktivität für halbresonanten Forward Converter	103
4.8. Parasitäre Kapazitäten von Transformator und Schalter	108

4.9. Für Berechnungen angenommener und realer Verlauf der Spannung während der Entmagnetisierung des Transformators	109
5.1. Herkömmliche Diodengleichrichtung ohne PFC	117
5.2. Netzspannungs- und Stromverläufe ohne aktive PFC	117
5.3. Qualitative Netzspannungs- und Stromverläufe mit aktiver PFC	118
5.4. Schaltungsvarianten für aktive PFC	119
5.5. Einstufiges Konzept mit Flyback-PFC	120
5.6. Zweistufige Variante mit Boost-PFC	120
5.7. Beispielhafte Darstellung des Blockschaltbilds eines <i>Infineon ICE1PCS01</i>	125
5.8. Maximal verfügbare Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Netzeingangsspannung	128
5.9. Wirkungsgrad (WG) und Power Factor (PF) der PFC in Abhängigkeit von ihrer Ausgangsleistung und Netzeingangsspannung	130
A.1. Draufsicht Flyback-Wandler	138
A.2. Kurvenverläufe bei Übersetzungsverhältnis $\frac{1}{1}$	141
A.3. Kurvenverläufe bei Übersetzungsverhältnis $\frac{2}{1}$	141
A.4. Kurvenverläufe bei Übersetzungsverhältnis $\frac{8}{1}$	142
A.5. Subsystem Ansteuerung	143
A.6. Subsystem Trafo	144
A.7. Subsystem MOSFET	145
A.8. Subsystem Last mit Diode	146
A.9. Subsystem Diode	147
A.10. Subsystem Snubber	147
A.11. Subsystem Leistungs- bzw. Verlustberechnung	148
A.12. Ausgewählte Kurvenverläufe für Ausgangszustand der Simulation (Referenzmodell)	150
A.13. Kurvenverläufe für $C_{GS} = 5000 \text{ pF}$	151
A.14. Kurvenverläufe für $C_{GS} = 50000 \text{ pF}$	152
A.15. Kurvenverläufe für $C_{GS} = 100 \text{ pF}$	153
A.16. Kurvenverläufe für $C_{DS} = 700 \text{ pF}$	154
A.17. Kurvenverläufe für $C_{DS} = 10 \text{ pF}$	155
A.18. Kurvenverläufe für $C_{DG} = 300 \text{ pF}$	156
A.19. Kurvenverläufe für $C_{DG} = 0,1 \text{ pF}$	157
A.20. Kurvenverläufe für Faktor 10 höhere Diodenkapazität	158

A.21. Kurvenverläufe für Faktor 0,1 niedrigere Diodenkapazität	159
A.22. Kurvenverläufe für Faktor 100 steilere Diodenkennlinie	160
A.23. Kurvenverläufe für Faktor 0,1 flachere Diodenkennlinie	161
A.24. Kurvenverläufe für optimierten Flyback - geänderte Kapazitäten und Kennlinien der Halbleiter, Transformator 2:1	162
A.25. Kurvenverläufe für optimierten Flyback - geänderte Kapazitäten und Kennlinien der Halbleiter, Transformator 3:1 mit angepasstem Snubber für Schalter	163
A.26. Kurvenverläufe für optimierten Flyback - geänderte Kapazitäten und Kennlinien der Halbleiter, Transformator 4:1 mit angepasstem Snubber für Schalter	164
A.27. Kurvenverläufe für Flyback mit 600 V-Diode, Transformator 1:1 und an- gepasstem Snubber für Schalter	165
A.28. Kurvenverläufe für Flyback mit 1500 V- <i>JFET</i> , Transformator 8:1 inkl. realer Induktivitätswerte und angepasstem Snubber für Schalter	166
A.29. Kurvenverläufe für Flyback-Modell (7): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{2}{1}$, $L_h = 240 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 2 \mu\text{H}$	167
A.30. Kurvenverläufe für Flyback-Modell (8): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{2}{1}$, $L_h = 460 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 4 \mu\text{H}$	168
A.31. Kurvenverläufe für Flyback-Modell (9): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{4}{1}$, $L_h = 460 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 4 \mu\text{H}$	169
A.32. Kurvenverläufe für Flyback-Modell (10): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{4}{1}$, $L_h = 650 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 6 \mu\text{H}$	170
A.33. Kurvenverläufe für Flyback-Modell (11): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{6}{1}$, $L_h = 460 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 4 \mu\text{H}$	171
A.34. Kurvenverläufe für Flyback-Modell (12): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{6}{1}$, $L_h = 800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 9 \mu\text{H}$	172
A.35. Subsystem Trafo mit Entmagnetisierungswicklung	173
A.36. Subsystem der sekundärseitigen Gleichrichtung und Last	174
A.37. Ausgewählte Kurvenverläufe für Ausgangszustand der Simulation (Re- ferenzmodell Forward)	176
A.38. Kurvenverläufe Forward für $C_{GS} = 5000 \text{ pF}$	177
A.39. Kurvenverläufe Forward für $C_{GS} = 50000 \text{ pF}$	178
A.40. Kurvenverläufe Forward für $C_{GS} = 100 \text{ pF}$	179
A.41. Kurvenverläufe Forward für $C_{DS} = 700 \text{ pF}$	180

A.42.Kurvenverläufe Forward für $C_{DS} = 10 \text{ pF}$	181
A.43.Kurvenverläufe Forward für $C_{DG} = 300 \text{ pF}$	182
A.44.Kurvenverläufe Forward für $C_{DG} = 0,1 \text{ pF}$	183
A.45.Kurvenverläufe Forward für Faktor 10 höhere Kapazität der Gleichrichterdiode	184
A.46.Kurvenverläufe Forward für Faktor 0,1 niedrigere Kapazität der Gleichrichterdiode	185
A.47.Kurvenverläufe Forward für Faktor 10 höhere Kapazität der Freilaufdiode	186
A.48.Kurvenverläufe Forward für Faktor 0,1 niedrigere Kapazität der Freilaufdiode	187
A.49.Kurvenverläufe Forward für Faktor 100 steilere Diodenkennlinien	188
A.50.Kurvenverläufe Forward für Faktor 0,1 flachere Diodenkennlinien	189
A.51.Forward-Converter mit auf 130 kHz reduzierter PWM-Frequenz	190
A.52.Forward-Converter mit auf 285 kHz erhöhter PWM-Frequenz	191
A.53.Forward-Converter Modell (1): $\frac{n_2}{n_1} = 0,3$, $\frac{n_3}{n_1} = 1,0$, $L_h = 2800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$	192
A.54.Forward-Converter Modell (2): $\frac{n_2}{n_1} = 0,6$, $\frac{n_3}{n_1} = 1,0$, $L_h = 2800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$	193
A.55.Forward-Converter Modell (3): $\frac{n_2}{n_1} = 0,6$, $\frac{n_3}{n_1} = 1,0$, $L_h = 1400 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 5 \mu\text{H}$	194
A.56.Forward-Converter Modell (4): $\frac{n_2}{n_1} = 0,2$, $\frac{n_3}{n_1} = 0,5$, $L_h = 2800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$	195
A.57.Forward-Converter Modell (5): $\frac{n_2}{n_1} = 0,2$, $\frac{n_3}{n_1} = 0,5$, $L_h = 1400 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 5 \mu\text{H}$	196
A.58.Forward-Converter Modell (6): $\frac{n_2}{n_1} = 0,2$, $\frac{n_3}{n_1} = 0,51$, $L_h = 1400 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 5 \mu\text{H}$	197
A.59.Kurvenverläufe Forward-Converter mit auf $15 \mu\text{H}$ reduzierter Ausgangsinduktivität	198
A.60.Kurvenverläufe Forward-Converter mit auf $55 \mu\text{H}$ erhöhter Ausgangsinduktivität	199
A.61.Forward-Converter ohne Entmagnetisierungswicklung und mit 1000V-MOSFET	200
A.62.Halbresonanter Forward-Converter ohne Entmagnetisierungswicklung und mit 1000V-MOSFET	201
A.63.Wickelvorschrift des Transformators für den Forward-Converter	205

A.64.Schaltplan des Versuchsnetzteils mit PFC	206
A.65.Boardlayout Oberseite des Versuchsetzteils (Originalgröße)	207
A.66.Boardlayout Unterseite des Versuchsetzteils (Originalgröße)	208
A.67.Draufsicht Versuchsnetzteil	209
A.68.Kurvenverläufe (1 von 3) am Forward-Converter	210
A.69.Kurvenverläufe (2 von 3) am Forward-Converter	210
A.70.Kurvenverläufe (3 von 3) am Forward-Converter	211
A.71.Wickelschema des zweiten Transformators zu Testzwecken	211

Tabellenverzeichnis

2.1. Vergleich von SMPS-Topologien	31
3.1. Flyback zur Messung der Schaltverluste	35
3.2. Gegenüberstellung Si- <i>CoolMOS</i> – SiC- <i>JFET</i>	42
3.3. Vergleich von Ein- und Ausgangsgrößen <i>CoolMOS</i> – <i>JFET</i>	43
3.4. Beispielhafte Richtwerte für Diodendimensionierung	56
3.5. Vergleich exakter und genäherter normierter Verluste im Elektrolytkon- densator	64
3.6. Farbcode für Blöcke im Simulationsmodell	66
3.7. Variation von C_{GS}	69
3.8. Variation von C_{DS}	70
3.9. Variation von C_{DG}	71
3.10. Variation von C_D	72
3.11. Variation der Diodenflussspannung über die Steilheit der Durchlasskenn- linie	73
3.12. Maximal erreichbarer Wirkungsgrad im Simulationsmodell für 600 W Flyback	75
3.13. Abhängigkeit des Wirkungsgrads von der Transformatorauslegung für 600 W Ausgangsleistung	76
3.14. Vergleich verschiedener Windungszahlverhältnisse	78
4.1. Vergleich exakter und genäherter Verluste im Elektrolytkondensator mit Filterdrossel	91
4.2. Variation von C_{GS}	95
4.3. Variation von C_{DS}	95
4.4. Variation von C_{DG}	96
4.5. Variation von C_{DGR}	96
4.6. Variation von C_{DFL}	97

4.7. Variation der Diodenflussspannungen über die Steilheit der Durchlasskennlinien für Gleichricht- und Freilaufdiode	97
4.8. Variation der PWM-Frequenz	98
4.9. Einflüsse unterschiedlicher Windungszahlverhältnisse und Induktivitäten	100
4.10. Variation der Ausgangsinduktivität im Forward-Converter	101
4.11. Vergleich konventionelle, freilauflose und halbresonante Forward Schaltung	102
4.12. Werte der parasitären Kapazitäten	108
4.13. Daten des zweiten Testtransformators	110
4.14. Verlustverteilung im Forward-Converter	111
5.1. In EN 61000-3-2 festgelegte Grenzwerte [60]	115
5.2. Praktische Unterschiede verschiedener PFC-Konzepte für eine identische Beispielanwendung	121
A.1. Dargestellte Kurvenverläufe für Simulation des Flyback-Converters . .	149
A.2. Dargestellte Kurvenverläufe für Simulation des Forward-Converters . .	175

1. Einleitung

Seit der Entwicklung des Transistors Anfang der 50er Jahre und dem Aufkommen der ersten integrierten Schaltungen ab Anfang der 60er besteht von Seiten der Elektronikentwickler, der Computer- und Gerätehersteller der anhaltende Bedarf an immer kleineren, leistungstärkeren und effizienteren Energieversorgungen. Dieser Entwicklungsdruck führte bis heute zu einer immer größeren Zahl von spezialisierten Schaltungsteiltopologien.

Gesteuerte bzw. geregelte Energieversorgungen können nach ihrer Arbeitsweise in zwei Arten unterschieden werden:

- Lineare Spannungsregler
- Getaktete Stromversorgungen

Die Hauptunterschiede zwischen diesen beiden Arten bestehen in der Größe und dem Wirkungsgrad: Beim linearen Spannungsregler wird die von der angeschlossenen Last nicht benötigte Energie vom Regler verbraucht und somit für die Last eine geregelte Spannung zur Verfügung gestellt. Dies führt v.a. bei großen Unterschieden zwischen Ein- und Ausgangsspannung und hohen Lastströmen zu einem geringen Wirkungsgrad. Außerdem muss dafür gesorgt werden, dass die anfallende Wärme problemlos abgeführt werden kann. Vernachlässigt man den Kühlkörper, so besitzen lineare Spannungsregler in der Regel ein deutlich kleineres Bauvolumen als getaktete Geräte und werden heute nur noch für sehr kleine Leistungen ($< 10\text{ W}$) eingesetzt.

Im Vergleich dazu bieten getaktete Stromversorgungen die Möglichkeit einer im Idealfall verlustlosen Energieübertragung vom Eingang zum Ausgang. Das Wirkprinzip beruht auf der Steuerung des Energieflusses zur Last durch ein oder mehrere Schaltelemente, die per Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert werden. Hieraus ergibt sich gegenüber dem Linearregler auch die Möglichkeit einer Potenzialtrennung durch einen Transformator. Sowohl der Transformator als auch die nötigen sekundärseitigen Energiespeicher können mit zunehmender Pulsfrequenz kleiner gewählt werden.

Trotz vieler Vorteile, die getaktete Stromversorgungen bieten, gibt es auch Nachteile: Zum einen ist der Ansteueraufwand für diese Art von Reglern größer als beim Linearregler und zum anderen verursacht das schnelle Schalten sowohl leitungsgebundene als auch strahlungsgebundene Störungen. Diese Störungen können den Regler selbst und andere elektronische Geräte in ihrer Funktion beeinflussen und müssen Normen entsprechend mit hohem Aufwand gedämpft werden.

Im Zuge der Weiterentwicklung von leistungselektronischen Bauteilen und dem Aufkommen immer neuer Einsatzgebiete für Schaltnetzteile ist eine Vielzahl von Topologien entstanden. Es gibt keine Schaltung, die für alle Einsatzzwecke das Optimum darstellt. Jede Schaltungsvariante hat ihre Vor- und Nachteile bezüglich Kosten, Bauteilaufwand, Wirkungsgrad, Einsatzgebiet, Regelmöglichkeiten, Volumen und Störungen. Dabei führen neue Erkenntnisse und Entwicklungen – v.a. auf dem Gebiet der Leistungshalbleiter und der Magnetwerkstoffe – immer wieder zu Veränderungen von Schaltungseigenschaften und zur Ausweitung des Leistungsbereiches.

Ziel dieser Arbeit ist es, die effektivsten Ansatzpunkte zur Leistungserweiterung einfacher und kostengünstiger Schaltnetzteiltonologien (Einschalter-Anordnungen) zu identifizieren. Dies geschieht durch Analyse der gegenseitigen Abhängigkeiten von Baugruppen der jeweiligen Schaltnetzteiltonologie und mit Fokus auf Entwicklungstendenzen am Bauelemente- und Schaltnetzteilmarkt. In dieser Arbeit wird das Hauptaugenmerk auf möglichst einfache Zusammenhänge sowie die praktische Anwendbarkeit der erzielten Ergebnisse gelegt. Entwickler von Schaltnetzteilen erhalten detaillierte Informationen über die gegenseitigen Einflüsse und Wirkmechanismen zwischen Halbleitern, passiven Bauelementen und den Schlüsseleigenschaften der Gesamttopologie. Auf Basis dieser Kenntnisse soll ihnen ermöglicht werden, durch eine bewusste Auswahl von Bauelementen und Topologieformen einfache und kostengünstige Schaltnetzteile mit einem optimalen Wirkungsgrad zu entwickeln.

Als Ausgangsspannungsebene für die hier durchgeführten theoretischen und praktischen Untersuchungen wurden exemplarisch 48 V gewählt. Für diese Wahl sprechen zwei Gründe:

- Zum einen ist dies die klassische Standard-Versorgungsspannung auf dem Telekommunikations-Sektor, der von jeher einen großen Markt für Schaltnetzteile darstellt.
- Zum anderen ist zu erwarten, dass sich diese Spannungsebene zukünftig auch im PC-Bereich als Roh-Versorgungsspannung aus dem Netzteil durchsetzt, die in-

nerhalb des PCs ohne große Übertragungsverluste zu den einzelnen Verbrauchern geführt und dort erst auf die gewünschte Verbraucherspannungsebene (12 V, 5 V, 3,3 V, 1,5 V) gewandelt wird.

Zu Beginn der Arbeit werden zunächst die Eigenschaften gängiger Schaltnetzteiltopologien vorgestellt und miteinander verglichen. Die beiden Schaltungsarten mit dem geringsten Komplexitätsgrad werden im Anschluss im Detail analysiert und Ansatzpunkte für Optimierungen aufgezeigt. Hierzu werden sowohl die verlustbestimmenden Eigenschaften aktiver Bauteile (Leistungshalbleiter, Dioden) als auch die passiver Bauelemente (Elektrolytkondensatoren, Transformatoren) erläutert. Basierend auf Simulationen und praktischen Versuchen wird gezeigt, wie der Wirkungsgrad speziell durch die Optimierung von Transformatoren und Halbleitern gesteigert werden kann. Während in den praktischen Versuchen ausschließlich mit realen Bauteilen gearbeitet werden kann, werden in den Simulationen verschiedene Parameter der Halbleiter und induktiven Bauelemente gezielt über eine größere Bandbreite variiert und die resultierenden Einflüsse auf das Verhalten der Schaltung aufgezeigt. Für eine gegebene Schaltung ist es so möglich, durch Simulation die zugehörigen idealen Halbleiter zu entwickeln. Dieser neue Ansatz gibt sowohl den Entwicklern von Schaltnetzteilen als auch den Herstellern von Halbleitern wichtige Informationen für das Design optimal arbeitender DC/DC-Wandler.

Nicht zuletzt spielt die Einhaltung geltender Normen für die Belastung des Netzes mit Oberschwingungsströmen und die Qualität der Eingangsspannung eine große Rolle bei der umfassenden Untersuchung von Schaltnetzteilkonzepten. Kein Netzteil größerer Leistung kommt heute mehr ohne aktive oder passive Beeinflussung der Eingangsstromform aus. Da diese PFC-Eingangsstufen den Gesamtwirkungsgrad des Netzteils unter ungünstigen Betriebsbedingungen erheblich reduzieren können, ist der aktiven Leistungsfaktorkorrektur (PFC) ein eigenes Kapitel gewidmet. In diesem werden die effektivsten Ansatzpunkte für einen hohen Wirkungsgrad der Leistungsfaktorkorrektur und deren praktische Umsetzung erläutert.

Parallel zu den theoretischen und simulativen Untersuchungen der jeweiligen Topologie wurden Demonstratorschaltungen aufgebaut, an denen die herausgearbeiteten Zusammenhänge verifiziert wurden. Dabei fanden moderne Halbleiterbauelemente und Magnetwerkstoffe Verwendung. Zusätzliches Ziel des PFC-Forward-Demonstrators war das Aufzeigen des zu diesem Zeitpunkt realisierbaren Wirkungsgrads für eine beispielhafte einfache Schaltnetzteiltopologie inklusive aktiver Leistungsfaktorkorrektur.

Als Ergebnis der Untersuchungen von Forward- und Flyback-Converter sowie PFC-Schaltungen werden Entwicklern von Schaltnetzteilen jeweils verschiedene Hilfestellungen in kompakter Form für ihre Arbeit an die Hand gegeben:

1. Die zu Grunde liegenden Schaltungseigenschaften werden in einfachen mathematischen Zusammenhängen formuliert und die wichtigsten Einflussgrößen auf das Schaltungsverhalten herausgestellt.
2. Die Übertragbarkeit der Ergebnisse aus vereinfachten Berechnungs- und Simulationsmodellen in die Praxis wird verifiziert.
3. Gegenseitige Abhängigkeiten in der Auslegung der einzelnen Schaltungskomponenten werden erläutert.
4. Unsicherheiten bei der Auslegung von Schaltungsparametern mit großen Spielräumen werden durch Designempfehlungen mit Blick auf hohe Effizienz eingegrenzt und somit für den Anwender handhabbarer.

Die vorliegende Arbeit richtet sich vor allem an Entwickler von Schaltnetzteilen, Halbleitern und passiven Komponenten, die durch eine Schärfung des Verständnisses für die Gesamttopologie und die dahinterliegenden Zusammenhänge in ihrer täglichen Arbeit möglichst nahe an das *optimale und gleichzeitig einfache Schaltnetzteil* herankommen möchten.

2. Grundlegende DC/DC-Wandlertopologien

Die folgenden Schaltungstopologien beschränken sich auf solche, in denen ein Transformator eingesetzt wird. Diese Schaltungsarten können alle aus den transformatorlosen Grundsaltungen Tiefsetzsteller, Hochsetzsteller und Inverter abgeleitet werden.

Durch den Einsatz eines Transformators ergeben sich folgende Vorteile:

- Die Ausgangsspannung ist gegenüber der Eingangsspannung elektrisch isoliert. Dies erlaubt bei Bedarf eine Erdung der Ausgangsspannung.
- Durch ein entsprechendes Übersetzungsverhältnis können Ein- und Ausgangsspannung weiter auseinanderliegen, als dies bei den Grundschaltungsarten ohne Transformator der Fall ist.
- Die durch minimales bzw. maximales Tastverhältnis vorgegebenen Grenzen im Stellbereich der Grundsaltungen ohne Transformator werden ausgeweitet.
- Durch mehrere Sekundärwicklungen mit unterschiedlichen Windungszahlen sind verschiedene galvanisch getrennte Ausgangsspannungen realisierbar.

Der Einsatz eines Transformators bringt jedoch auch Nachteile mit sich:

- Der Transformator stellt sowohl hinsichtlich Gewicht als auch im Volumen das größte elektrische Bauteil dar.
- Durch den Magnetkreis und die nicht ideale Verkopplung von Primär- und Sekundärseite entstehen zusätzliche Verluste.
- Die Streuinduktivität sowie parasitäre Kapazitäten beeinflussen das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter.

Die Menge der DC/DC-Wandler mit Transformator kann in Eintakt- und Gegentaktwandler unterteilt werden (siehe Abb. 2.1). Bei Eintaktwandlern wird der Transformator im ersten Quadranten des magnetischen Arbeitsbereiches betrieben. Dies resultiert daraus, dass der Strom durch die Primärwicklung nur in eine Richtung fließen kann und daher auch die magnetische Feldstärke H nur eine Polarität besitzt. Der Transformator wird somit während der Einschaltdauer des Leistungshalbleiters aufmagnetisiert und im Rest der Schaltperiodendauer entmagnetisiert. Da die Spannungs-Zeit-Flächen für Auf- und Entmagnetisieren gleich groß sein müssen – oder anders ausgedrückt Spannungsmittelwert $\stackrel{!}{=} 0$ – um zu verhindern, dass der Transformator in die Sättigung gerät, ergibt sich unter der Annahme, dass $|u_{mag}| = |u_{demag}|$ hieraus das maximale Tastverhältnis von

$$D_{max} = \frac{t_{on\ max}}{T} = 0,5. \quad (2.1)$$

In der Praxis wird D_{max} immer niedriger gewählt (ca. 0,45), um eine vollständige Entmagnetisierung sicherzustellen.

Eintakt-Wandler können sowohl mit einem oder auch mit mehreren synchron angesteuerten Leistungshalbleitern aufgebaut werden. Eine weitere Untergruppierung der Eintakt-Wandler mit einem Leistungsschalter stellen die sogenannten *weich schaltenden* Wandler (*soft switching*: Zero Current Switched, Zero Voltage Switched) sowie die Resonanz-Wandler bzw. semi-resonanten Wandler (verlustloses Ein- oder Ausschalten) dar.

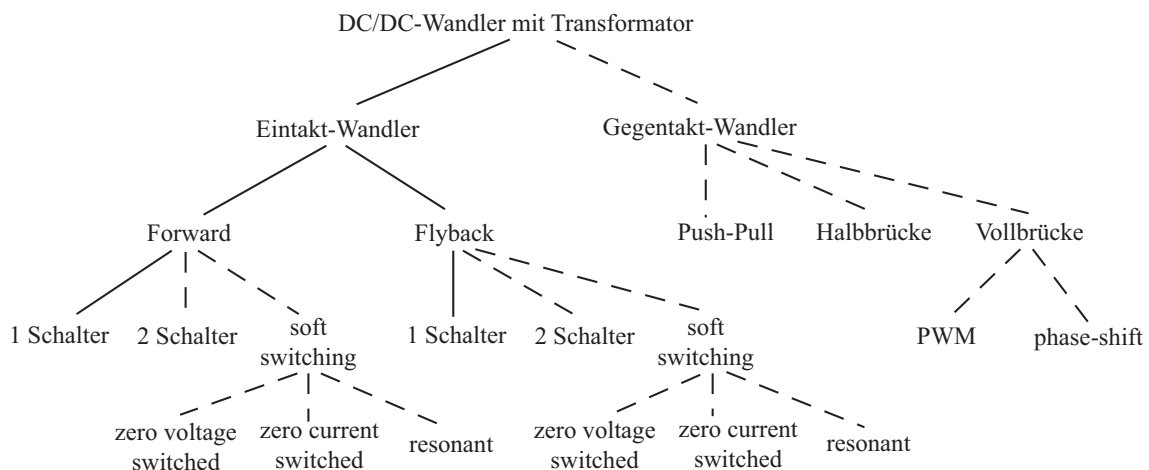


Abbildung 2.1.: Kategorisierung von DC/DC-Wandlern mit Transformator; nähere Untersuchungen beschränken sich auf Eintakt 1-Schalter Topologien (durchgezogene Linien)

Beim Gegentakt-Prinzip ermöglicht alternierendes Schalten von mindestens zwei Schaltern die zusätzliche Ausweitung des magnetischen Arbeitsbereiches des Transformators auf den dritten Quadranten der B-H-Kennlinie. Die Polarität des Stroms durch die Primärwicklung kann sich umkehren, der Magnetkreis aktiv entmagnetisiert und mit entgegengesetzter Polarität wieder aufmagnetisiert werden. Dies bedeutet unter der Prämisse, dass die Ummagnetisierungsverluste zunächst nicht betrachtet werden, eine erhebliche Steigerung der Ausnutzung des Magnetmaterials. Das maximale theoretische Tastverhältnis beträgt im Vergleich zum Eintaktprinzip

$$D_{max} = \frac{t_{on\ max\ Q1} + t_{on\ max\ Q2}}{T} = 1. \quad (2.2)$$

In der Praxis werden keine Werte größer als 0,95 eingesetzt. Gründe hierfür sind z.B. der Ausgleich möglicher Unsymmetrien im Wicklungsaufbau oder von Speicherzeiten der Leistungshalbleiter.

2.1. Eintaktwandler

2.1.1. Forward-Converter

In Abbildung 2.2 ist der prinzipielle Aufbau eines Forward-Converters dargestellt. Die Energieübertragung von der Primär- auf die Sekundärseite erfolgt während der Ein-Zeit des Schalters. In dieser Phase leitet die Diode D_2 , D_1 und D_3 sperren.

Beim Ausschalten des Schalters drehen sich die Polaritäten der Spannungen an den Transformator-Wicklungen aufgrund des nun negativen Stromgradienten um. Als Folge davon sperrt D_2 und D_3 wird leitend. Die während der Einschaltdauer in der Drossel L gespeicherte Energie wird an Ausgangskondensator C_{out} und Last R abgegeben. Die

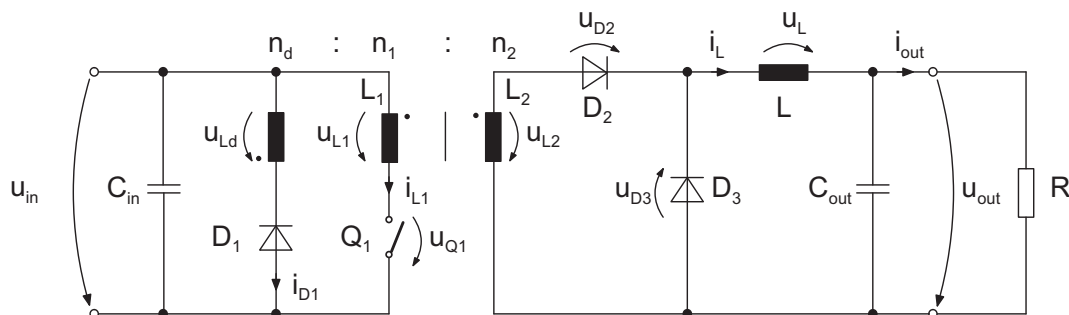


Abbildung 2.2.: Forward-Converter

Ausgangsdrossel und der Ausgangskondensator bilden einen LC-Filter zur Verbesserung der Ausgangsspannungsqualität. Erreicht der Strom durch die Drossel noch vor Beginn eines neuen Schaltzyklus Null, d. h. die im magnetischen Feld gespeicherte Energie wird während der Ausschaltdauer vollständig abgegeben, so befindet sich die Schaltung im *Discontinuous Conduction Mode (DCM)*. Fließt hingegen zu jedem Zeitpunkt des Taktzyklus Strom durch die Drossel, so spricht man vom *Continuous Conduction Mode (CCM)*. Da die Schaltung abhängig vom Betriebsmodus unterschiedliches Lastverhalten besitzt, werden die beiden Modi im Folgenden getrennt betrachtet.

Aus der Funktionsweise ist ersichtlich, dass der nutzbare Aussteuerbereich des eingesetzten Magnetmaterials nicht vollständig ausgenutzt wird. Da der Magnetisierungsstrom nur in eine Richtung fließt, bleibt einer von zwei nutzbaren Quadranten der B-H-Kennlinie ungenutzt. Das Volumen des eingesetzten Magnetmaterials muss bei theoretischer Vernachlässigung der Ummagnetisierungsverluste – bei sonst identischen Betriebsparametern und ohne dass das Material in die magnetische Sättigung gerät – größer sein als bei Topologien, in denen eine Aussteuerung in zwei Quadranten der B-H-Kennlinie erfolgt. In der Praxis stellen jedoch die Ummagnetisierungsverluste den entscheidenden Faktor dar, der bei heute gebräuchlichen Schaltfrequenzen den maximal nutzbaren Hysteresebereich begrenzt. Die maximal genutzten magnetischen Flußdichten liegen in der Regel deutlich unter den Werten für eine Sättigung des Magnetmaterials.

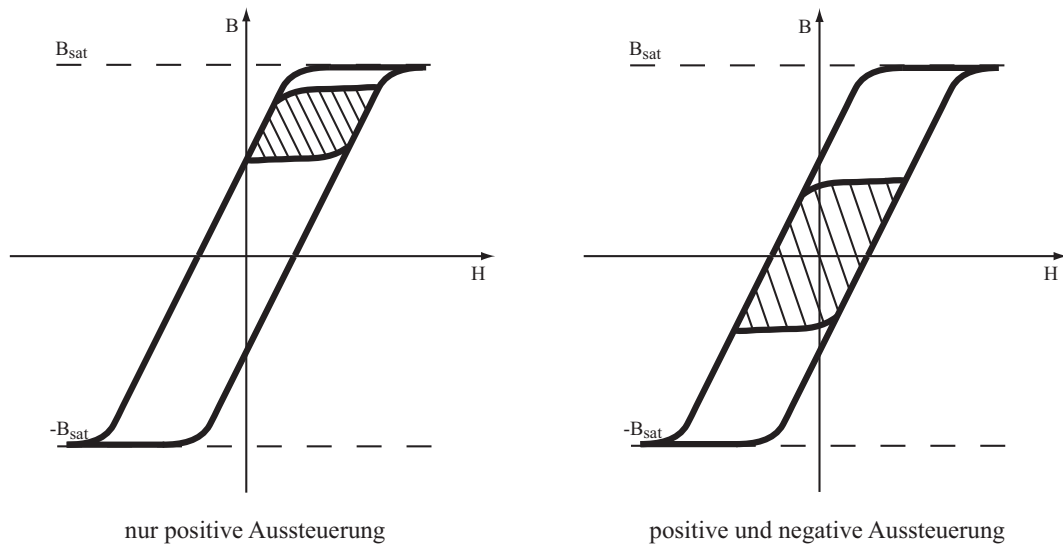


Abbildung 2.3.: Qualitative Darstellung der Hystereseverläufe für Eintakt- (links) und Zweiktaktwandler (rechts)

Um unzulässige Spannungsüberhöhungen am Schalter durch die Magnetisierungsenergie des Transformators zu vermeiden, werden Entmagnetisierungswicklungen oder Clamping-Schaltungen auf der Primärseite eingesetzt. Im Falle der zusätzlichen Wicklung wird die Diode D_1 leitend, sobald die durch das Ausschalten des Schalters induzierte Spannung an der zusätzlichen Wicklung größer wird als die Eingangsspannung u_{in} . Durch das Wicklungsverhältnis $\frac{n_d}{n_1}$ wird die während der Entmagnetisierung des Transformators anliegende Spannung und somit auch die benötigte Zeit festgelegt:

$$t_{on} \cdot u_{L1\,on} = -t_{off} \cdot u_{L1\,off} \quad (2.3)$$

Es gilt: $u_{L1\,on} = u_{in}$, $u_{L1\,off} = -\frac{n_1}{n_d} \cdot u_{Ld}$ mit $u_{Ld} = u_{in}$ wenn D_1 leitet.

$$t_{on} \cdot u_{in} = t_{off} \cdot \frac{n_1}{n_d} \cdot u_{in} \quad (2.4)$$

$$\rightsquigarrow t_{off} = \frac{n_d}{n_1} \cdot t_{on} \quad (2.5)$$

Die Spannungsbelastung des Schalters während t_{off} ändert sich in Abhängigkeit vom Verhältnis der Windungszahlen $\frac{n_d}{n_1}$. Leitet D_1 , so gilt:

$$u_{Q1} = -u_{L1} + u_{Ld} \quad (2.6)$$

Es gilt $u_{L1} = -\frac{n_1}{n_d} \cdot u_{Ld}$ und $u_{Ld} = u_{in}$:

$$\rightsquigarrow u_{Q1} = u_{in} \left(1 + \frac{n_1}{n_d} \right) \quad (2.7)$$

Wie die Gleichungen (2.5) und (2.7) zeigen, kann das Windungszahlenverhältnis $\frac{n_d}{n_1}$ nicht beliebig groß oder klein gewählt werden. Nach unten hin wird es durch die maximal zulässige Spannungsbelastung des Schalters begrenzt. Die obere Grenze stellt die Forderung nach der Gleichheit der Spannungs-Zeit-Flächen für t_{on} und t_{off} am Transformator dar. Ist das Verhältnis $\frac{n_d}{n_1}$ zu groß, so hat dies zur Folge, dass die während der Ausschaltdauer anliegende Spannung zur Entmagnetisierung des Transformators zu klein wird. Bei fest vorgegebener Einschaltdauer kann dieser in der verbleibenden Zeit t_{off} nicht mehr vollständig entmagnetisiert werden. Als Folge davon gerät das Magnetmaterial in die Sättigung.

2.1.1.1. Continuous Conduction Mode

Die während der Einschaltdauer an der Drossel anliegende Spannung beträgt (unter Vernachlässigung von Flussspannungen und Leitungswiderständen):

$$u_{L\,on} = u_{in} \frac{n_2}{n_1} - u_{out} \quad (2.8)$$

Mit $\Delta i_L = \frac{u_{L\text{on}}}{L} \cdot t_{\text{on}}$ folgt:

$$\Delta i_{L+} = \frac{u_{\text{in}} \frac{n_2}{n_1} - u_{\text{out}}}{L} t_{\text{on}} \quad (2.9)$$

Analog dazu ergibt sich für die Änderung des Drosselstroms während der Ausschalt-dauer:

$$\Delta i_{L-} = \frac{u_{\text{out}}}{L} \cdot t_{\text{off}} \quad (2.10)$$

Da die Netto-Stromänderung an der Drossel während eines Taktzyklus im stationären Zustand gleich Null sein muss, können Gl. (2.9) und Gl. (2.10) gleichgesetzt und nach u_{out} umgestellt werden:

$$\frac{u_{\text{in}} \frac{n_2}{n_1} - u_{\text{out}}}{L} \cdot t_{\text{on}} = \frac{u_{\text{out}}}{L} \cdot t_{\text{off}} \quad (2.11)$$

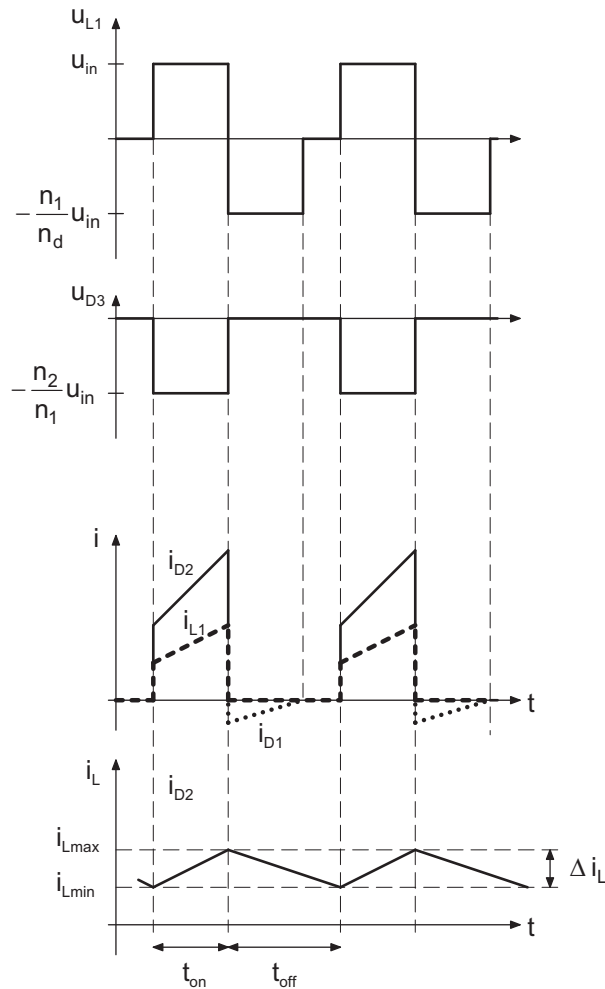


Abbildung 2.4.: Strom- und Spannungsverläufe des Forward-Converters im CCM

Mit $D = \frac{t_{on}}{T}$ erhält man:

$$u_{out} = u_{in} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot D \quad (2.12)$$

Gl. (2.12) ist zu entnehmen, dass die Ausgangsspannung des Forward-Converters im CCM unabhängig vom Laststrom ist. Sie wird bei konstanter Eingangsspannung lediglich durch das Tastverhältnis D und das Übersetzungsverhältnis des Transformators $\frac{n_2}{n_1}$ bestimmt.

Zur grafischen Darstellung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom und Tastverhältnis werden die folgenden Normierungen eingeführt:

$$i_{out\,n} = \frac{i_{out}}{\frac{n_2}{n_1} u_{in} \frac{T}{L}} \quad (2.13)$$

$$u_{out\,n} = \frac{u_{out}}{\frac{n_2}{n_1} u_{in}} \quad (2.14)$$

Gl. (2.12) vereinfacht sich somit zu:

$$u_{out\,n} = D \quad (2.15)$$

2.1.1.2. Lückgrenze

Sinkt der Laststrom soweit ab, dass die Bedingung

$$\bar{i}_{out} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.16)$$

erfüllt ist, so ist die Lückgrenze erreicht. Durch Einsetzen von Gl. (2.9) erhält man bei gegebener Induktivität L den minimalen Laststrom, bei dem der Forward-Converter noch im CCM arbeitet:

$$i_{out} \geq \frac{u_{in} \frac{n_2}{n_1} - u_{out}}{2L} D T \quad (2.17)$$

Gl. (2.17) kann bei gegebenem Laststrom durch Umstellen auch zur Dimensionierung der Drossel herangezogen werden:

$$L \geq \frac{u_{in} \frac{n_2}{n_1} - u_{out}}{2 i_{out}} D T \quad (2.18)$$

Aus Gl. (2.17) lässt sich durch Einsetzen von Gl. (2.13) und (2.14) der folgende Ausdruck für die normierte Lückgrenze gewinnen:

$$i_{out\,n\,LG} = \frac{D}{2} (1 - u_{out\,n}) \quad (2.19)$$

Für den Grenzfall zwischen CCM und DCM gilt Gl. (2.15) und man erhält:

$$i_{out\,n\,LG} = \frac{D}{2} (1 - D) \quad (2.20)$$

2.1.1.3. Discontinuous Conduction Mode

Im DCM lässt sich jede Schaltperiode in drei Zeitabschnitte einteilen: t_{on} – Schalter ein, D_2 leitet; t_{off} – Schalter aus, D_3 leitet und $T - (t_{on} + t_{off})$ – es fließt kein Strom mehr in der Drossel L .

Während t_{on} gilt:

$$\Delta i_{L+} = \frac{\frac{n_2}{n_1} u_{in} - u_{out}}{L} t_{on} \quad (2.21)$$

In der Zeit t_{off} wird der Strom in der Drossel abgebaut:

$$\Delta i_{L-} = \frac{u_{out}}{L} t_{off} \quad (2.22)$$

Der Mittelwert des Drosselstroms i_L entspricht im stationären Zustand dem Ausgangs-

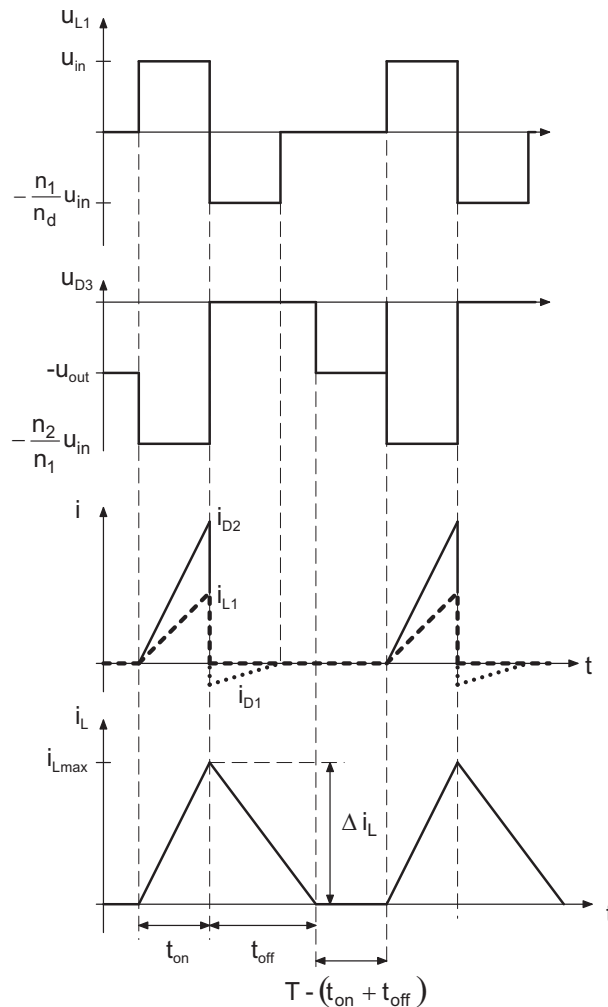


Abbildung 2.5.: Strom- und Spannungsverläufe des Forward-Converters im DCM

strom i_{out} :

$$i_{out} = \frac{\Delta i_L}{2} \frac{t_{on} + t_{off}}{T} \quad (2.23)$$

Aus Gl. (2.22) folgt:

$$t_{off} = \frac{L \Delta i_L}{u_{out}} \quad (2.24)$$

Gl. (2.21) und (2.24) in (2.23) eingesetzt ergibt:

$$i_{out} = \frac{\frac{n_2}{n_1} u_{in} - u_{out}}{2 L} T D^2 \frac{n_2}{n_1} \frac{u_{in}}{u_{out}} \quad (2.25)$$

Somit ergibt sich für die Ausgangsspannung u_{out} im DCM:

$$u_{out} = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 u_{in}^2}{\frac{2 L}{T D^2} i_{out} + \frac{n_2}{n_1} u_{in}} \quad (2.26)$$

Aus Gl. (2.26) wird deutlich, dass die Höhe des Ausgangsstromes im DCM direkten Einfluss auf die Ausgangsspannung des Forward-Converters hat. Um diesen zu verdeutlichen, werden Gl. (2.26) und (2.25) mit Hilfe der Gl. (2.13) und (2.14) normiert:

$$i_{out n} = \frac{1}{2} D^2 \left(\frac{1}{u_{out n}} - 1 \right) \quad (2.27)$$

$$u_{out n} = \frac{D^2}{D^2 + 2 i_{out n}} \quad (2.28)$$

Abbildung 2.6 veranschaulicht die Zusammenhänge zwischen normierter Ausgangsspannung, Tastverhältnis und normiertem Laststrom. Die Menge der in jedem Betriebsmodus möglichen Ausgangsspannungen ist jeweils als Fläche dargestellt. Die Schnittlinie der beiden Flächen stellt die Lückgrenze $i_{out n LG}$ dar. Bei einem Tastverhältnis

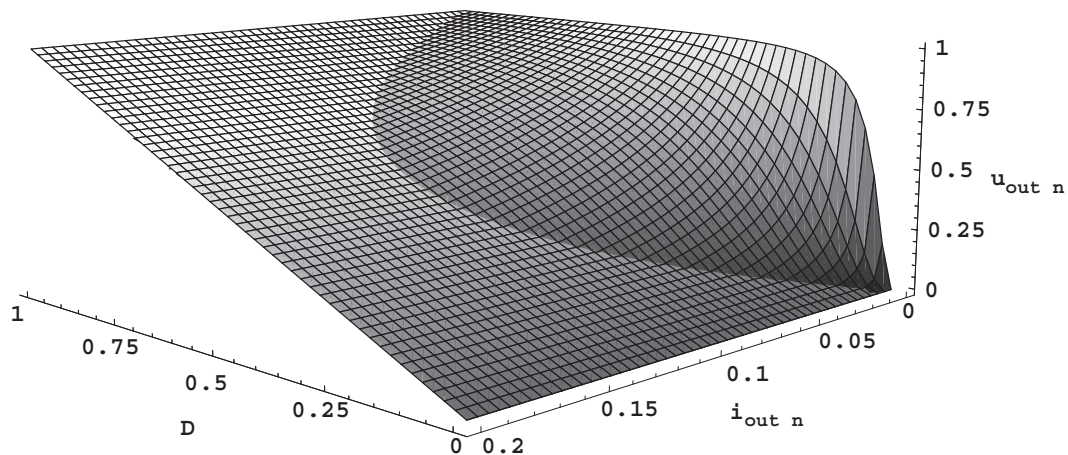


Abbildung 2.6.: Normiertes Übertragungskennlinienfeld des Forward-Converters

von $D = 0,5$ besitzt die Lückgrenze ihren Maximalwert von $i_{out\,n\,LG} = 0,125\,i_{out\,n}$. Für $i_{out\,n} \geq i_{out\,n\,LG}$ befindet sich der Converter im CCM, in dem die Ausgangsspannung lediglich vom Tastverhältnis abhängig ist. Für sehr kleine Ströme und kleine Tastverhältnisse weist die Ausgangscharakteristik sehr starke Anstiege auf, d.h. es tritt eine Spannungsanhebung auf wenn der Arbeitspunkt des Converters vom CCM in den DCM wechselt. Dies bedeutet weiterhin für die praktische Auslegung, dass für Arbeitspunkte im DCM bei Verwendung einer Spannungsregelung diese entsprechend präzise und schnell arbeiten muss, um bei Änderungen des Laststroms keine großen Abweichungen vom Sollwert der Ausgangsspannung zu erhalten.

2.1.2. Flyback Converter

Die Flyback-Topologie gehört zu den weitverbreitetsten Schaltungsarten unter den getakteten Stromversorgungen. Die Gründe hierfür sind die sehr geringe Anzahl an Bauteilen und die universellen Einsatzmöglichkeiten. Die vom Hoch-/Tiefsetzsteller abgeleitete Arbeitsweise in Kombination mit einem Transformator ermöglicht die Bereitstellung eines großen Ausgangsspannungsbereiches. Die Besonderheit ist hierbei, dass der Transformator als Zwischenspeicher für die zu übertragende Energie eingesetzt wird (Zweiwicklungsinduktivität) und daher einen diskreten oder verteilten Luftspalt aufweist. Ist der Schalter Q_1 geschlossen (siehe Abb. 2.7), so steigt der Strom durch die Primärwicklung an und Energie wird im magnetischen Feld gespeichert. Die Spannung auf der Sekundärseite liegt in Sperrrichtung über der Diode D_1 an und verhindert somit den sekundärseitigen Stromfluss. Die Last wird während dieser Phase ausschließlich aus dem Ausgangskondensator gespeist. Abhängig von den Anforderungen an einen maximal zulässigen Ripple der Ausgangsspannung führt dies zu einer entsprechend großen

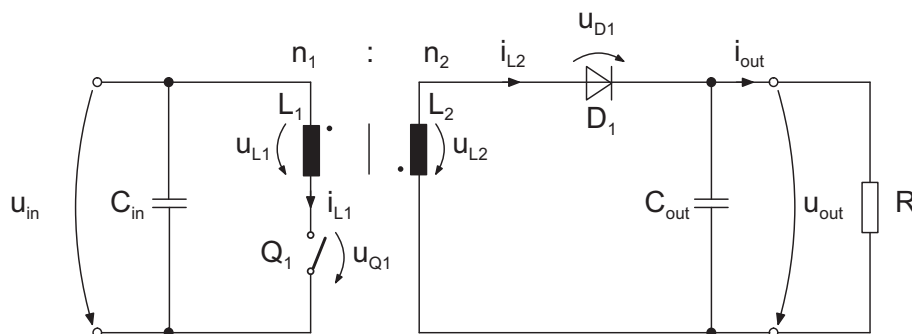


Abbildung 2.7.: Flyback-Converter

Auslegung der Ausgangskapazität.

Zum Ausschaltzeitpunkt des Transistors werden die Spannungen am Transformator invertiert und die Diode D_1 wird leitend. Der Strom kommutiert von der Primär- auf die Sekundärseite. Die im Transformator gespeicherte Energie wird auf den Ausgangskondensator und die Last übertragen. Der sekundärseitige Strom i_{L2} wird zu Null, wenn der Transformator entmagnetisiert ist (Discontinuous Conduction Mode) oder durch Einschalten des Transistors ein neuer Taktzyklus beginnt (Continuous Conduction Mode). Da die beiden Betriebsmodi unterschiedliche Übertragungsfunktionen $\frac{u_{out}}{u_{in}}$ aufweisen, ist es ratsam, die für die konkrete Anwendung am besten geeignete Betriebsart auszuwählen und die Schaltung ausschließlich in dieser zu betreiben.

2.1.2.1. Continuous Conduction Mode

Folgende Schaltzustände können unterschieden werden: t_{on} – der Transistor leitet, die Diode sperrt und t_{off} – der Transistor sperrt, die Diode leitet. Der während der Einschaltdauer an der Primärseite des Transformators auftretende Stromanstieg berechnet sich zu:

$$\Delta i_{L1+} = \frac{u_{in}}{L_1} \cdot t_{on} \quad (2.29)$$

Analog ergibt sich für die Ausschaltdauer des Transistors für den Strom auf der Sekundärseite:

$$\Delta i_{L2-} = \frac{u_{out}}{L_2} \cdot t_{off} \quad (2.30)$$

Mit dem Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2}$ auf die Primärseite transformiert, ergibt sich:

$$\Delta i_{L1-} = \Delta i_{L2-} \cdot \frac{n_2}{n_1} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{u_{out}}{L_2} \cdot t_{off} \quad (2.31)$$

Im stationären Zustand müssen die Stromänderungen Δi_{L1+} während t_{on} und Δi_{L1-} während t_{off} gleich groß sein. Daher können Gl. (2.29) und Gl. (2.31) gleichgesetzt werden:

$$\frac{u_{in}}{L_1} \cdot t_{on} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{u_{out}}{L_2} \cdot t_{off} \quad (2.32)$$

$$\frac{u_{in}}{L_1} \cdot t_{on} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{u_{out}}{L_1} \cdot t_{off} \quad (2.33)$$

$$u_{out} = u_{in} \frac{n_2}{n_1} \frac{t_{on}}{t_{off}} \quad (2.34)$$

Unter Vernachlässigung der Durchlassspannungen von Transistor und Diode erhält man somit die Übertragungsfunktion für den Spannungsbetrag im CCM:

$$\leadsto u_{out} = u_{in} \frac{n_2}{n_1} \frac{D}{1-D} \quad (2.35)$$

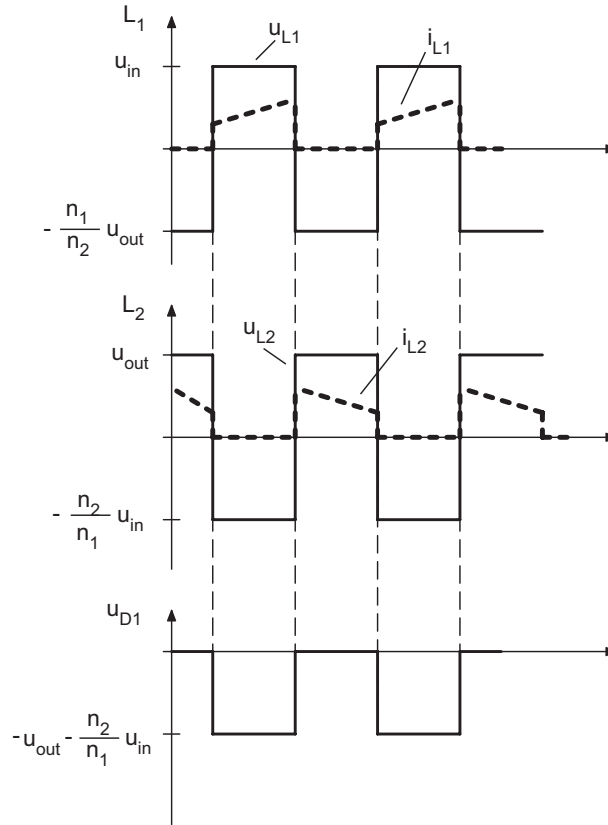


Abbildung 2.8.: Strom- und Spannungsverläufe des Flyback-Converters im CCM

Normiert mit Gl. (2.14) erhält man:

$$u_{outn} = \frac{D}{1-D} \quad (2.36)$$

Da der Mittelwert des Kondensatorstroms i_C über eine Schaltperiode gleich Null sein muss, entspricht der Mittelwert des sekundärseitigen Transformatorstroms im stationären Zustand dem Ausgangsstrom i_{out} :

$$\bar{i}_{L2on} \frac{t_{off}}{T} = \bar{i}_{out} \quad (2.37)$$

$$\leadsto \bar{i}_{L2on} = \frac{\bar{i}_{out}}{1-D} \quad (2.38)$$

Aus Gl. (2.38) ist ersichtlich, dass der Mittelwert des sekundärseitigen Transformatorstroms während t_{off} (und damit auch der des primärseitigen Transformatorstroms während t_{on}) proportional zum Laststrom ist. Die Stromripple Δi_{L1} und Δi_{L2} hingegen sind unabhängig davon.

Ausgangskapazität Der Ausgangskondensator unterliegt in der Flyback-Anwendung besonderen Anforderungen. Während der Zeit, in der der Schalter Q_1 leitet, wird die Last ausschließlich aus dem Ausgangskondensator versorgt. Seine Kapazität bestimmt maßgeblich den am Ausgang auftretenden Spannungs-Ripple sowie den Spannungsanstieg im Falle eines vollständigen Lastabwurfs.

$$u_{out} = \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (2.39)$$

Während der Zeit t_{on} gilt $i_C = i_{out}$. Für einen vorgegebenen maximalen Spannungs-Ripple $\Delta u_{out max}$ erhält man somit:

$$C_{out min} = \frac{i_C \Delta t}{\Delta u} = \frac{i_{out max} t_{on}}{\Delta u_{out max}} \quad (2.40)$$

$$C_{out min} = \frac{i_{out max} T D}{\Delta u_{out max}} \quad (2.41)$$

Soll der Anstieg der Ausgangsspannung im Falle eines vollständigen Lastabwurfs einen bestimmten Wert $\Delta u_{out max}$ nicht übersteigen, so geschieht die Auslegung des Ausgangskondensators in folgender Weise:

$$\frac{1}{2} L_2 \hat{i}_{L2}^2 = \frac{1}{2} C_{out} ((u_{out} + \Delta u_{out max})^2 - u_{out}^2) \quad (2.42)$$

$$C_{out min} = \frac{L_2 \hat{i}_{L2}^2}{(u_{out} + \Delta u_{out max})^2 - u_{out}^2} \quad (2.43)$$

2.1.2.2. Discontinuous Conduction Mode

In dieser Betriebsart wird in jedem Taktzyklus für die komplette Übertragung der im Transformator gespeicherten Energie weniger Zeit benötigt, als mit $T - t_{on}$ zur Verfügung steht. Als Folge davon kann die Periodendauer in drei Abschnitte unterteilt werden: t_{on} – der Transistor leitet, t_{off} – die Diode leitet und $T - (t_{on} + t_{off})$ – der Transformator befindet sich im energielosen Zustand. In Abbildung 2.9 ist der Verlauf des Primärstromes sowie der des auf die Primärseite transformierten Sekundärstromes zu sehen.

Die Übertragungsfunktion des Flyback-Converters im DCM lässt sich analog zum Forward-Converter berechnen. Für t_{on} gilt:

$$\Delta i_{L1+} = \frac{u_{in}}{L_1} t_{on} \quad (2.44)$$

$$\rightsquigarrow \Delta i_{L2+} = \frac{n_1}{n_2} \frac{u_{in}}{L_1} t_{on} \quad (2.45)$$

Während t_{off} gilt:

$$\Delta i_{L2-} = \frac{u_{out}}{L_2} t_{off} \quad (2.46)$$

$$\rightsquigarrow t_{off} = L_2 \frac{\Delta i_{L2-}}{u_{out}} \quad (2.47)$$

Der Ausgangsstrom entspricht im stationären Zustand dem Mittelwert des sekundärseitigen Transformatorstroms:

$$\bar{i}_{out} = \bar{i}_{L2} = \frac{\Delta i_{L2}}{2} \frac{t_{off}}{T} \quad (2.48)$$

Gl. (2.45) und (2.47) in Gl. (2.48) eingesetzt ergibt:

$$\bar{i}_{out} = \frac{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 L_2 u_{in}^2 D^2 T}{2 L_1^2 u_{out}} = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 u_{in}^2 D^2 T}{2 L_2 u_{out}} \quad (2.49)$$

Die Ausgangsspannung des Flyback-Converters im DCM beträgt somit

$$u_{out} = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 u_{in}^2 D^2 T}{2 L_2 \bar{i}_{out}} \quad (2.50)$$

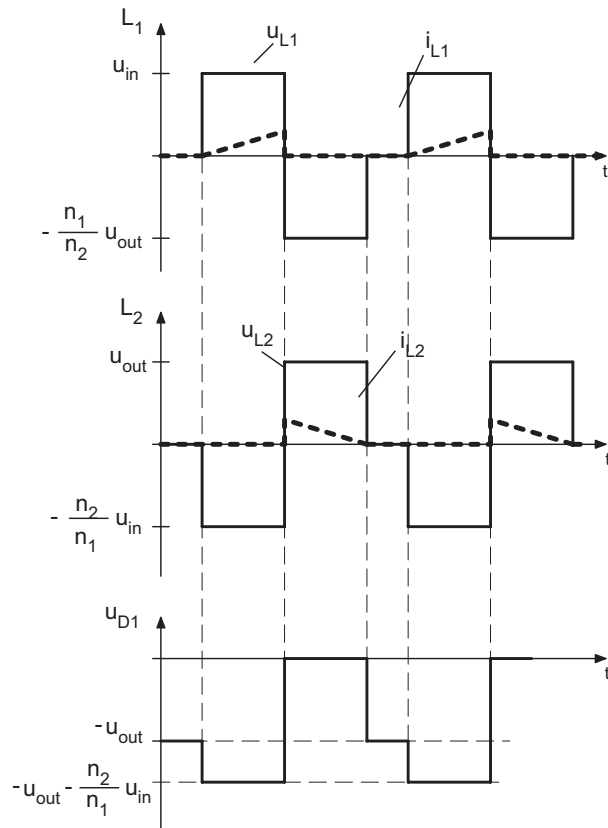


Abbildung 2.9.: Strom- und Spannungsverläufe des Flyback-Converters im DCM

Zur grafischen Darstellung werden analog zum Forward-Converter die Normierungsgleichungen (2.13) mit $L = L_2$ und (2.14) verwendet. Somit ergibt sich als normierte Ausgangsspannung:

$$u_{out\,n} = \frac{D^2}{2 i_{out\,n}} \quad (2.51)$$

Ausgangskapazität Die Erhöhung der im Ausgangskondensator gespeicherten Ladungsmenge während der Zeit t_{off} beträgt:

$$\Delta Q_{C+} = C \Delta u_{out} = \int_0^{t_{off}} i_C dt \quad (2.52)$$

Für i_C gilt:

$$i_C = i_{L2}(t) - i_{out} = i_{L2+} \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) - i_{out} \quad (2.53)$$

Mit Gl. (2.45) und (2.53) erhält man für ΔQ_{C+} :

$$\Delta Q_{C+} = \int_0^{t_{off}} \left(\frac{n_1}{n_2} u_{in} \frac{t_{on}}{L_1} \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) - i_{out} \right) dt = \quad (2.54)$$

$$= \frac{n_1}{n_2} u_{in} \frac{T D}{L_1} \left(t - \frac{t^2}{2 t_{off}} \right) - i_{out} t \Big|_0^{t_{off}} = \quad (2.55)$$

$$= \left(\frac{n_1}{n_2} u_{in} \frac{T D}{2 L_1} - i_{out} \right) t_{off} \quad (2.56)$$

In der Zeit $T - t_{off}$ wird dem Kondensator folgende Ladungsmenge entnommen:

$$\Delta Q_{C-} = C \Delta u_{out} = \int_0^{T-t_{off}} i_{out} dt = \quad (2.57)$$

$$= (T - t_{off}) i_{out} \quad (2.58)$$

Durch Auflösen von Gl. (2.56) und (2.58) nach t_{off} und Gleichsetzen erhält man den Ausdruck:

$$\frac{C \Delta u_{out}}{\frac{n_1}{n_2} u_{in} \frac{T D}{2 L_1} - i_{out}} = T - \frac{C \Delta u_{out}}{i_{out}} \quad (2.59)$$

Gl. (2.50) nach D umgestellt und in (2.59) eingesetzt ergibt den Ausdruck für die minimale Ausgangskapazität bei gegebener maximaler Ripple-Spannung:

$$C_{out\,min} = \left| \frac{T i_{out\,max}}{\Delta u_{out\,max}} \left(1 - 2 \frac{n_1}{n_2} L_2 \frac{i_{out\,max}}{D T u_{in}} \right) \right| \quad (2.60)$$

2.1.2.3. Lückgrenze

Die Lückgrenze für den Transformatorstrom des Flyback-Converters berechnet sich aus der Beziehung:

$$\bar{i}_{out LG} = \frac{\Delta i_{L2}}{2} \cdot \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \quad (2.61)$$

Für $\bar{i}_{out} \geq \bar{i}_{out LG}$ befindet sich der Converter im CCM. Wird für Δi_{L2} Gl. (2.45) eingesetzt, so erhält man den Ausdruck:

$$\bar{i}_{out LG} = \frac{n_2}{n_1} u_{in} \frac{T D}{2 L_2} (1 - D) \quad (2.62)$$

Gl. (2.62) kann mit $L_1 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 L_2$ bei gegebener Lückgrenze des Ausgangsstromes zur Dimensionierung der Hauptinduktivität L_1 des Transformators herangezogen werden.

Zur normierten Darstellung der Lückgrenze wird Gl. (2.13) eingesetzt und es ergibt sich:

$$i_{out n LG} = \frac{D}{2} (1 - D) \quad (2.63)$$

Für die normierte Ausgangsgrenzspannung kann daraus mit Gl. (2.51) der folgende Ausdruck gewonnen werden:

$$u_{out n LG} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.64)$$

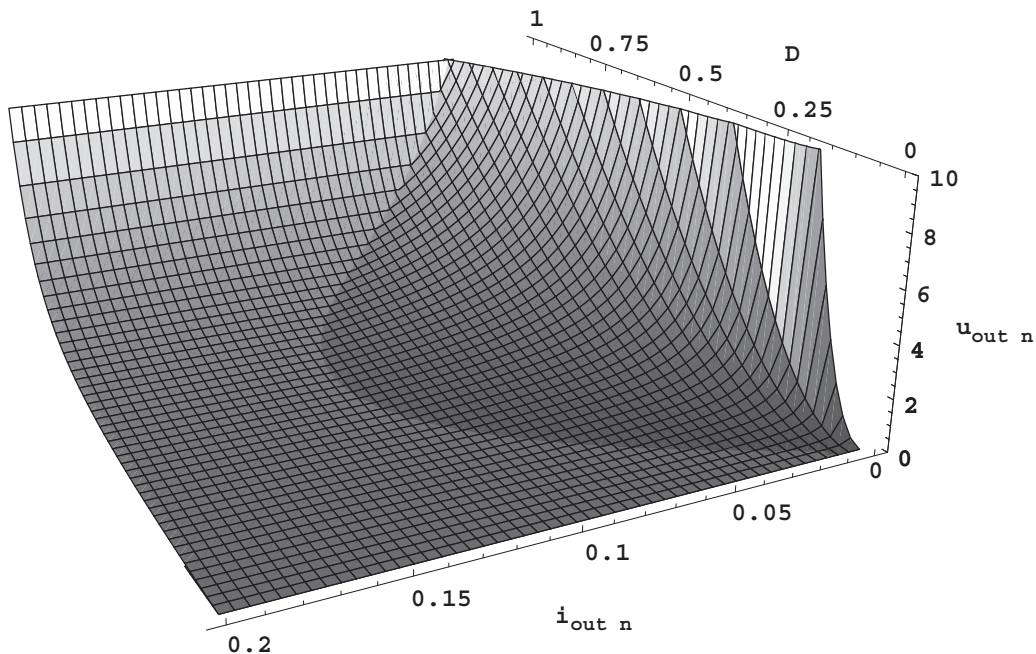


Abbildung 2.10.: Normiertes Übertragungskennlinienfeld des Flyback-Converters

Abbildung 2.10 zeigt die Abhängigkeit der normierten Ausgangsspannung des Flyback-Converters vom Laststrom und Tastverhältnis. Es sind deutlich die unterschiedlichen Charakteristiken der Ausgangsspannung für lückenden und nichtlückenden Betrieb zu sehen. Die Ausgangsspannung steigt im CCM für große Tastverhältnisse (ca. ab $D = 0,65$) überproportional an. Das Maximum der Lückgrenze liegt auch für den Flyback-Converter bei $D = 0,5$ und $i_{out\ n\ LG} = 0,125\ i_{out\ n}$. Im DCM variiert die Höhe der Ausgangsspannung deutlich mit Änderungen im Laststrom. Dieser Effekt wird umso stärker, je kleiner das Tastverhältnis wird. Wie schon beim Forward-Converter stellen auch hier Arbeitspunkte im DCM eine deutlich größere Herausforderung für die Präzision und Geschwindigkeit der eingesetzten Spannungsregelung dar als es im CCM der Fall ist. Aus der Charakteristik im DCM wird deutlich, dass der Flyback-Converter für Anwendungen mit einer großen Spreizung des Laststroms (z.B. große Maximallast und andererseits minimale Last im Standby-Betrieb) nicht die bevorzugte Topologie ist, da sich die Spannungsregelung bei kleinen Lasten problematisch gestaltet.

2.1.2.4. Maximal auftretende Spannungen

Eine gute magnetische Kopplung mit kleiner Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärseite ist bei der Flyback-Topologie wichtig. Die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie führt in den Schaltzeitpunkten zu Überspannungsspitzen (u_{trans}) an Transistor und Diode. Dies muss bei der Auswahl der Leistungshalbleiter hinsichtlich Spannungsfestigkeit berücksichtigt werden, da die Schaltüberspannungen sich zu den hart eingepprägten Sperrspannungen der Bauteile addieren.

Die Spannungsbelastung des Schalters beim Ausschalten beträgt:

$$u_{Q\ max} = u_{in} + \frac{n_1}{n_2} \cdot u_{out} + u_{Q\ trans} \quad (2.65)$$

An der Diode liegt maximal folgende Spannung an:

$$u_{D\ max} = u_{out} + \frac{n_2}{n_1} \cdot u_{in} + u_{D\ trans} \quad (2.66)$$

Oft werden Flyback-Transformatoren mit mehreren Wicklungen unterschiedlicher Windungszahlen auf der Sekundärseite ausgeführt. Dies ermöglicht die Erzeugung verschiedener Spannungen. Dabei wird eine Ausgangsspannung geregelt und die übrigen Spannungen werden durch die Beeinflussung des Tastverhältnisses D durch die Regelung automatisch mitgestellt. Ein solcher Aufbau kann in der Praxis – je nach Zahl und Anordnung der Wicklungen – deutlichen Einfluss auf Streuinduktivitäten und parasitäre Kapazitäten haben.

2.2. Gegentaktwandler

2.2.1. Push-Pull Converter

Der Push-Pull Converter (Abb.2.11) ist vom Durchflusswandler abgeleitet (daher auch *Gegentakt-Durchflusswandler*). Durch die primärseitige Mittelanzapfung des Transfor-

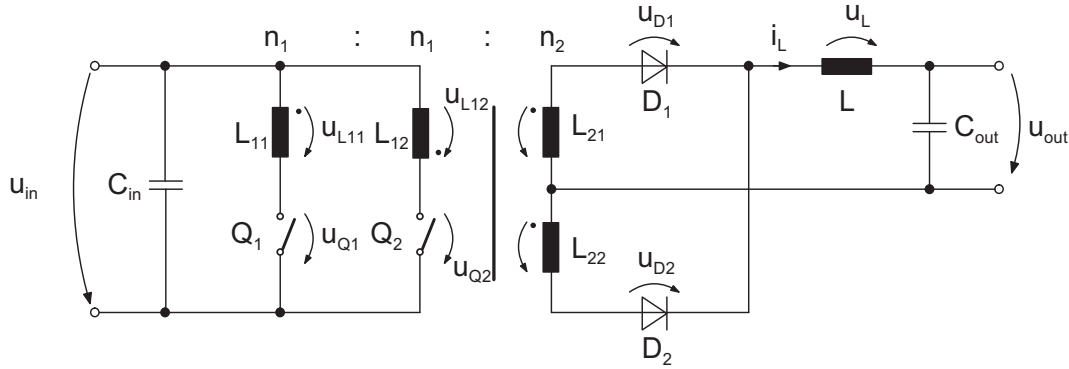


Abbildung 2.11.: Push-Pull-Converter

matoren kann das Magnetmaterial bei dieser Topologie aktiv positiv und negativ magnetisiert und damit besser ausgenutzt werden. Theoretisch ermöglicht dies unter Vernachlässigung der Magnetverluste bei identischem Transformatorkern und gleicher Frequenz die Übertragung doppelt so hoher Leistung wie mit einem Durchflusswandler (vgl. Kap. 2.1.1). In der Praxis limitiert jedoch nicht die Sättigungsflussdichte, sondern v.a. die durch die Ummagnetisierung auftretenden Kernverluste die maximal übertragbare Leistung. Da in dieser Topologie jeweils nur ein Schalter in Reihe zur entsprechenden Transformatorwicklung liegt, sind die Durchlass- und Schaltverluste wiederum geringer als bei einer Brückenschaltung gleicher Leistung.

Von Nachteil ist, dass die Schalter in dieser Topologie mindestens für die doppelte Eingangsspannung ausgelegt sein müssen:

$$u_{Q\max} = 2u_{in} + u_{Q\text{trans}} \quad (2.67)$$

Da aufgrund der Mittelanzapfung jeweils nur eine Hälfte der Primärwicklung zur Energieübertragung genutzt wird, beträgt der Ausnutzungsgrad der Primärwicklung lediglich 50%. Der jeweils nicht stromdurchflossene Teil der Wicklung erhöht die Streuinduktivität des Transformators. Dieser Effekt kann durch paralleles Wickeln der beiden Primärwicklungshälften reduziert werden. Hierdurch entsteht jedoch das Problem,

dass im Betrieb an den Wicklungsenden sehr große Spannungen zwischen benachbarten Windungen anliegen können. Dies erfordert eine sorgfältige Auswahl des Isolationsmaterials. Bifilares Wickeln des Transformators erhöht dazu den kapazitiven Anteil des Transformators, was sich v.a. bei hohen Frequenzen und hohen Spannungen in hohen Verlusten niederschlägt.

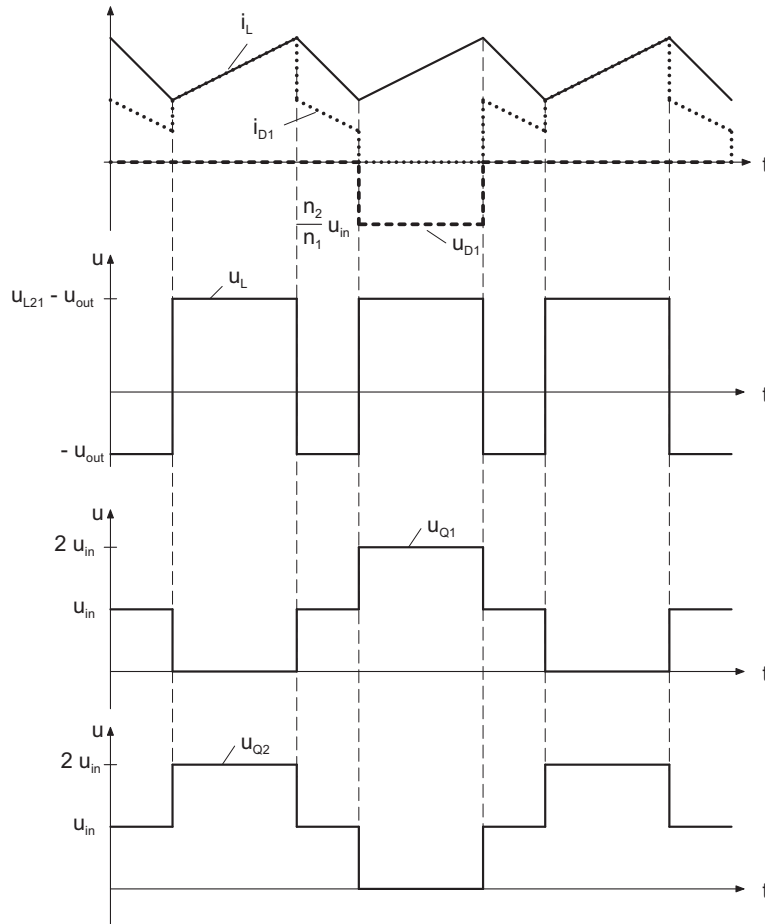


Abbildung 2.12.: Strom- und Spannungsverläufe des Push-Pull-Converters im CCM

Um sicherzustellen, dass der Transformator nicht durch einen Gleichanteil in die Sättigung getrieben wird, muss besonderes Augenmerk auf die Symmetrie der Einschaltdauer der beiden Schalter gelegt werden. Daher wird in der Praxis nie das volle theoretische Tastverhältnis von 1 ausgenutzt, sondern immer eine Tastlücke zur Symmetrierung des Transformators vorgesehen.

Die an der Ausgangsdrossel anliegende Frequenz ist durch den sekundärseitigen Transformatormittelpunkt mit Zweiweggleichrichtung doppelt so groß wie die Pulsfrequenz eines Schalters auf der Primärseite. Wird die Gleichrichtung dagegen so ausge-

führt, dass nicht eine gemeinsame Glättungsdrossel verwendet wird sondern in Reihe zu D_2 noch eine zusätzliche Ausgangsdrossel und ein zweiter Pufferkondensator verwendet werden, so kann der Last gleichzeitig eine positive und eine negative Spannung zur Verfügung gestellt werden. Die Ausführung einer solchen Schaltungsvariante gestaltet sich jedoch anspruchsvoll, da durch Unsymmetrien in der Ansteuerung oder im Transformatoraufbau hierbei Unterschiede in der Höhe der beiden erzeugten Sekundärspannungen hervorgerufen werden können.

Das Verhalten des Push-Pull Converters im DCM und CCM kann vom Forward-Converter abgeleitet werden. In Abbildung 2.12 sind beispielhaft die qualitativen Kurvenverläufe für den CCM angegeben. Es fällt auf, dass in den Tastpausen die Parallelschaltung der beiden Gleichrichterdioden und Sekundärwicklungen als Freilaufkreis dient. Werden die Ströme durch D_1 und D_2 addiert, so ergibt sich der Drosselstrom i_L .

2.2.2. Brückenschaltungen

2.2.2.1. Halbbrücke

Die Halbbrücke stellt eine weitere Abwandlung des Flusswandlers dar, bei der das Magnetmaterial des Transformators sowohl positiv als auch negativ angesteuert wird. In Abbildung 2.13 ist der grundlegende Aufbau einer Halbbrücken-Schaltung zu sehen. Die Eingangskapazität besitzt eine Mittelanzapfung, die es ermöglicht, entweder $\frac{u_{in}}{2}$

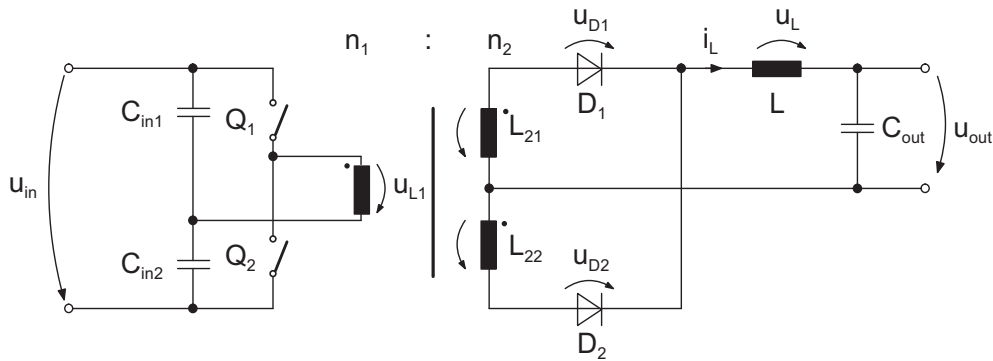


Abbildung 2.13.: Halbbrückenschaltung

oder $-\frac{u_{in}}{2}$ an die Primärwicklung des Transformators anzuschalten. Die Spannungsbelastung der Schalter beträgt (siehe auch qualitativen Verlauf in Abb. 2.14):

$$u_{Qmax} = u_{in} + u_{Qtrans} \quad (2.68)$$

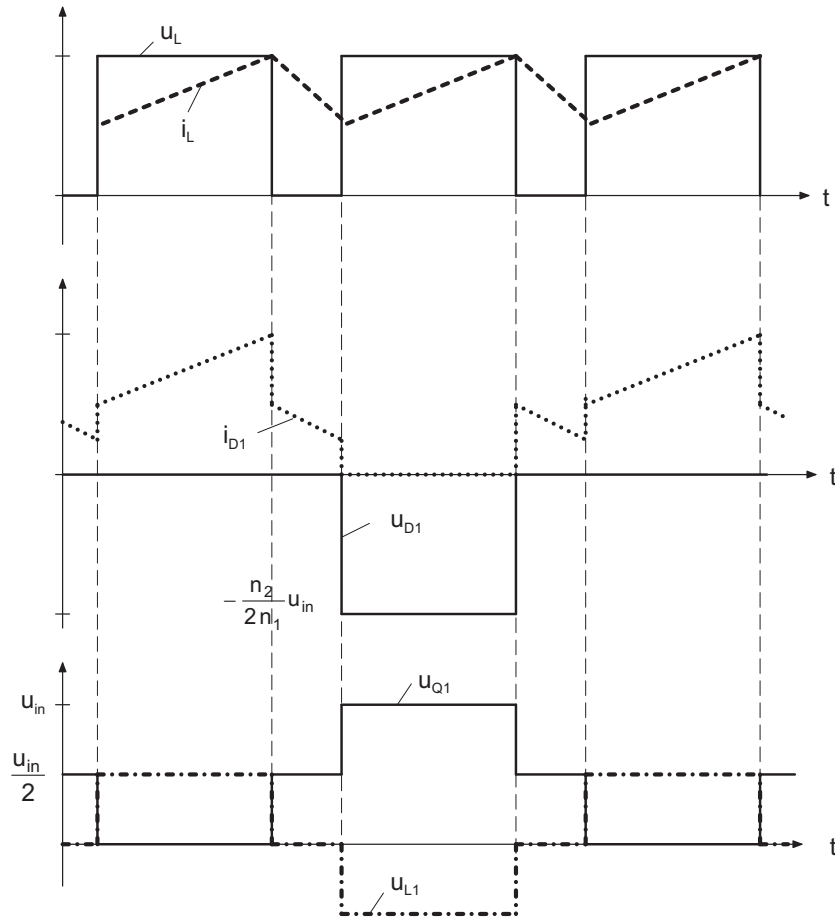


Abbildung 2.14.: Qualitative Strom- und Spannungsverläufe der Halbbrücke im CCM

Halbbrückenschaltungen sind aufgrund des geringeren Spannungsstresses der Schalter besser als die Push-Pull Schaltung für hohe Eingangsspannungen geeignet.

Die Primärwicklung ist im Vergleich zum Push-Pull Converter ohne Mittelanzapfung ausgeführt, was bei gleicher Leistung einen geringeren Bauraum und bessere Wicklungsausnutzung erlaubt. Die Frequenz der an der Ausgangsdrossel anliegenden Spannung u_L ist doppelt so groß wie die Pulsfrequenz eines Schalters.

Einen kritischen Punkt stellt auch hier die Problematik der magnetischen Sättigung des Transformators bei unsymmetrischen Einschaltzeiten der Schalter dar. Sowohl hier als auch beim Push-Pull-Converter kann durch eine entsprechende Regelung des Tastverhältnisses im Current Mode (siehe [34] und [35]) diese Problematik effektiv behoben werden.

Da bei dieser Topologie die Gefahr eines Zweigkurzschlusses durch gleichzeitiges Ansteuern der beiden Leistungsschalter besteht, muss durch das Steuerregime sicherge-

stellt werden, dass immer eine minimale Sperrverriegelungszeit zwischen den Einschaltperioden besteht. Dies führt dazu, dass das reale maximale Tastverhältnis immer < 1 ist.

2.2.2.2. Vollbrücke

Der Einsatz von zwei zusätzlichen Schaltern anstelle einer aufgeteilten Zwischenkreis-kapazität ermöglicht in der Vollbrücken-Topologie die Aufschaltung von $\pm u_{in}$ an die Primärwicklung des Transformators. Verglichen mit der Halbbrücke kann mit einer Vollbrücke so eine größere Leistung übertragen werden. Die Arbeitsweise der Vollbrücke ist identisch mit der der Halbbrücke – es werden hier jedoch immer zwei Schalter gleichzeitig angesteuert (Q_1 mit Q_4 und Q_2 mit Q_3). Es soll daher an dieser Stelle auf eine grafische Darstellung der Schaltverläufe verzichtet werden. Da immer zwei Leistungsschalter auf der Primärseite vom Transformatorstrom durchflossen werden, fallen entsprechend höhere Schalt- und Durchlassverluste an als bei der Halbbrückenschaltung.

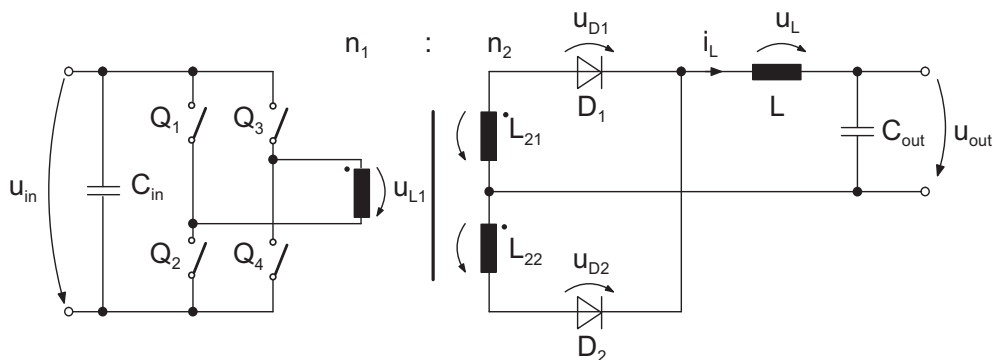


Abbildung 2.15.: Vollbrückenschaltung

Analog zur Halbbrücke müssen auch hier Probleme wie unsymmetrische Magnetisierung oder Sperrverriegelungszeit durch geeignete Ansteuerkonzepte berücksichtigt werden. Für eine detaillierte Beschreibung der beiden Betriebsarten Phase-Shift und PWM sei auf die Fachliteratur ab Seite 212 verwiesen.

2.2.3. Gleichrichtung

Abbildung 2.16 zeigt die Gleichrichtung mittels zwei Dioden an einem Transformator mit sekundärseitiger Mittelanzapfung. An der Glättungsdrossel liegt die doppelte

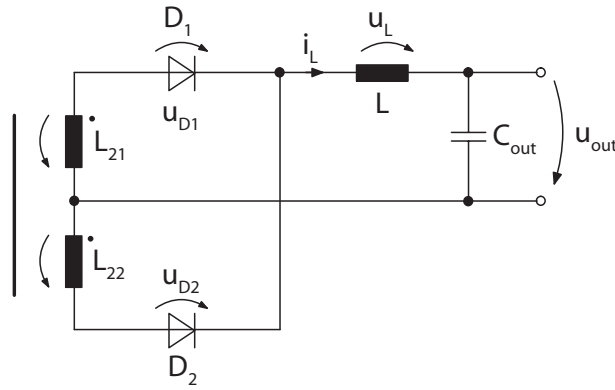


Abbildung 2.16.: Gleichrichtung an Trafo mit Mittelanzapfung

Schaltfrequenz an, was zur Reduktion ihrer Baugröße genutzt werden kann. Der Aufbau des Transformators mit Mittelanzapfung kann erhöhte Werte für parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten zur Folge haben und sich somit negativ auf die Eigenschaften der Schaltung – v.a. bei hohen Lastströmen – auswirken. Für Hochstromanwendungen wird daher häufig die Gleichrichtervariante nach Abbildung 2.17 eingesetzt. Ihre Vorteile bestehen aufgrund der Ausführung ohne Mittelanzapfung in einer besseren Ausnutzung der Sekundärwicklung sowie wegen der Parallelschaltung in der geringeren Belastung der Dioden und Filterdrosseln mit lediglich dem halben Wert des Ausgangsstroms. Die Ausgangsdrosseln L_3 und L_4 müssen identisch ausgelegt werden. Im Gegensatz zur vorherigen Gleichrichtervariante liegt hier die einfache Schaltfrequenz an den Drosseln an.

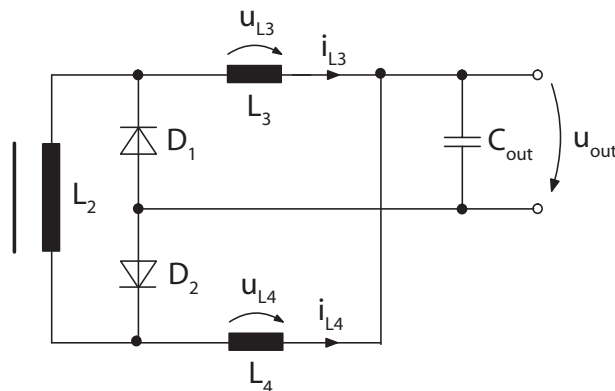


Abbildung 2.17.: Gleichrichtung mit current doubler

Abbildung 2.18 zeigt eine Brückengleichrichtung als Alternative zu den bisher darge-

stellten Verschaltungen der Transformator-Sekundärseite. Anstelle einer zweigeteilten Sekundärwicklung mit zwei Gleichrichterdioden wird eine Sekundärwicklung mit nachgeschalteter Gleichrichterbrücke verwendet.

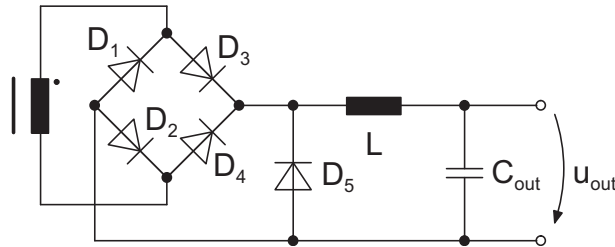


Abbildung 2.18.: Alternative Gleichrichtung

Der Vorteil besteht hierbei in einer geringeren Streuinduktivität aufgrund eines kompakteren Transformator-Designs. Außerdem sind die Kosten für zwei zusätzliche Dioden i.d.R. geringer als für einen Transformator mit Mittelanzapfung. Ein weiterer Unterschied besteht hinsichtlich der Masseführung (analog zum current doubler): Bei der Verwendung der Gleichrichterbrücke erhält man eine sog. *floatende Masse*, die sich mit der Transformatorspannung auf- und abbewegt. In einigen Anwendungen kann dies zu Problemen hinsichtlich des EMV-Störaussendungsverhaltens der Schaltung führen. Zur Reduzierung der Dioden-Durchlassverluste im Freilauf kann zusätzlich die Diode D_5 eingesetzt werden. Während der Ausschaltdauer der Schalter fließt der Drosselstrom durch D_5 und nicht mehr durch D_2 und D_4 bzw. D_1 und D_3 . Die Gleichrichterdiode werden sowohl im Schalten als auch im Durchlass entlastet. Es empfiehlt sich, für D_5 eine schnell schaltende Diode zu verwenden.

2.3. Topologievergleich

Wie aus den vorangehenden Abschnitten deutlich wird, existieren verschiedene Schaltungsmöglichkeiten, einen DC/DC-Wandler zu realisieren. Die Wahl einer bestimmten Schaltungsvariante hängt dabei von Faktoren wie Leistungsbereich der Zielanwendung, Höhe der Ein- und Ausgangsspannung, von der gewünschten Ausgangsspannungsqualität, dem verfügbaren Bauvolumen oder den (meist) vorgegebenen maximalen Kosten für das zu entwickelnde Gerät ab. Den Faktor mit der höchsten Gewichtung dürften in der Regel die Kosten darstellen. Oft sind jedoch zwei oder mehrere Topologien hinsichtlich ihrer Kosten vergleichbar und auch in ihrer Eignung für die Zielanwendung

gleichberechtigt. In einem solchen Fall spielen die Vorlieben des Entwicklers und bereits vorhandene Erfahrungen eine ausschlaggebende Rolle bei der Auswahl der Schaltungsart.

In Tabelle 2.1 ist eine Zahl wichtiger Eigenschaften der unterschiedlichen SMPS-Topologien gegenübergestellt, um dem Anwender eine grobe Abgrenzung der typischen Einsatzgebiete, des Hardwareaufwands sowie der Vor- und Nachteile zu ermöglichen. Es ist ersichtlich, dass eine Verbesserung von Eigenschaften wie Wirkungsgrad oder Maximalleistung grundsätzlich durch entsprechenden Mehraufwand an Bauteilen, d. h. Wahl einer komplexeren Schaltungsvariante, erzielbar ist. Dies ist jedoch in der Regel mit einer deutlichen Erhöhung der Material- und Herstellungskosten sowie des Ansteueraufwandes verbunden. In Abbildung 2.19 sind die typischen Einsatzbereiche der gebräuchlichsten Schaltnetzteilvarianten gegenübergestellt.

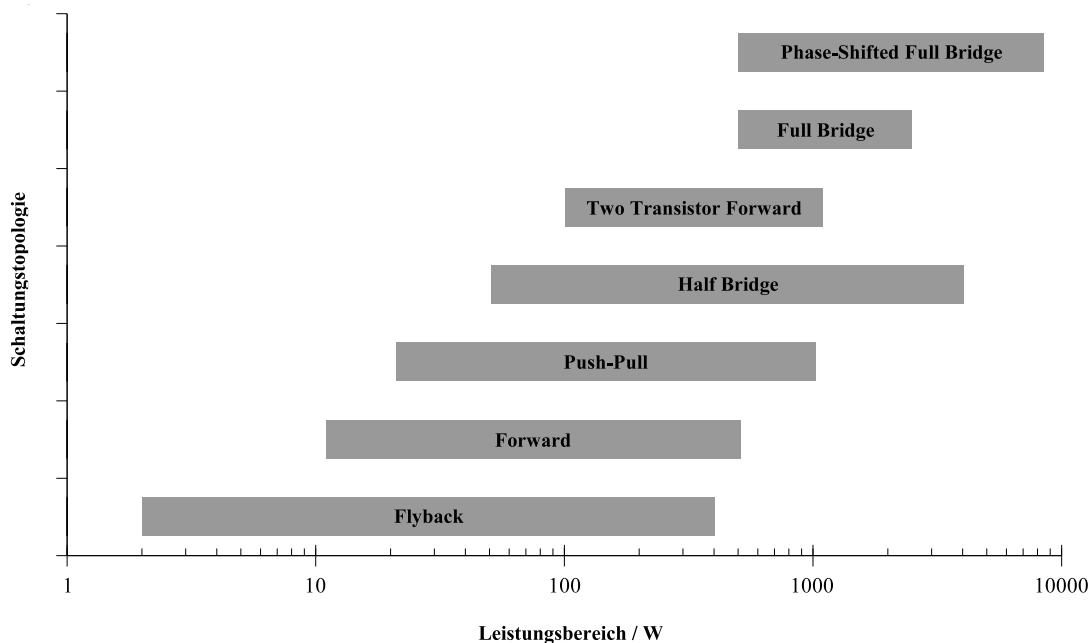


Abbildung 2.19.: Typische Einsatzbereiche der gebräuchlichsten SMPS-Topologien

Einen alternativen Ansatz zur Erhöhung der übertragbaren Leistung stellt der Einsatz moderner Leistungshalbleiter und Magnetwerkstoffe unter Beibehaltung der ursprünglichen Schaltungsvariante dar. Dies ist v.a. in einfachen SMPS-Topologien interessant, da sich so die Möglichkeit ergibt, mit Eintaktwandlern in die klassischen Einsatzbereiche der Gegentaktwandler vorzustoßen und Zwei- bzw. Vierschaltertopologien zu ersetzen. In den anschließenden Abschnitten wird aufgezeigt, durch welche Maßnah-

men Leistungssteigerungen in einfachen Schaltnetzteiltopologien zu erzielen sind.

Unter dem Begriff *einfache SMPS-Topologien* werden hier potenzialgetrennte Schaltungen zur DC/DC-Übertragung mit einem Leistungsschalter zusammengefasst. Die Untersuchungen in den anschließenden Abschnitten haben somit den Flyback- sowie den Forward-Converter als Schwerpunkt. Da Schaltungen zur aktiven Leistungsfaktorkorrektur von diesen einfachen Schaltnetzteiltopologien abgeleitet sind, werden diese ebenfalls in einem eigenen Abschnitt behandelt.

Wie aus Tabelle 2.1 hervorgeht, besitzen die einfachen Wandlertopologien manche Vorteile gegenüber komplexeren Schaltungsvarianten. Diese machen sie trotz höheren Filteraufwandes oder geringeren Wirkungsgrades für bestimmte Einsatzfälle attraktiv und sind ausschlaggebend für den Entwickler, sie einer komplexeren Schaltungsvariante vorzuziehen. Gründe, die für die Wahl einer einfachen Topologie sprechen können, sind:

- geringe Baugröße
- hohe mögliche Volumenleistung
- geringe Zahl an Bauelementen
- geringe Kosten
- geringes Gewicht
- einfache Ansteuerung

<i>Kriterium</i>	<i>Flyback</i>	<i>Forward</i>	<i>Push-Pull</i>	<i>Halbbrücke</i>	<i>Vollbrücke</i>
Typischer Leistungsbereich	$\leq 400\text{ W}$	$\leq 500\text{ W}$	$\leq 1000\text{ W}$	$\leq 4000\text{ W}$	$\geq 500\text{ W}$
Wirkungsgrad	niedrig bis mittel	mittel	mittel	hoch	hoch
Anzahl Leistungshalbleiter	1 Schalter, 1 Diode	1 Schalter, 3 Dioden	2 Schalter, 2 Dioden	2 Schalter (davon 1 High-Side), 2 Dioden	4 Schalter (davon 2 High-Side), ≥ 2 Dioden
Spannungsbelastung Schalter	$\geq u_{in} + \frac{n_1}{n_2} u_{out}$	$\geq 2 u_{in}$	$\geq 2 u_{in}$	$\geq u_{in}$	$\geq u_{in}$
Ansteuer Aufwand	gering	gering	mittel	mittel	groß
Volumen	gering	mittel	mittel	mittel	mittel bis groß
Welligkeit der Ausgangsspannung	groß	mittel	gering	gering	gering
Filteraufwand	große Ausgangskapazität nötig	LC-Filter	kleinerer LC-Filter	kleinerer LC-Filter	kleinerer LC-Filter
Transformator-Design	möglichst geringe Streuinduktivität, Luftspalt nötig	i.d.R. Entmagnetisierungswicklung nötig	Mittelanzapfung auf Primärseite	relativ unkritisch	relativ unkritisch
Ausnutzung des Magnetmaterials	Eintaktprinzip \rightsquigarrow halbe Ausnutzung	Eintaktprinzip \rightsquigarrow halbe Ausnutzung	Zweitaktprinzip \rightsquigarrow gute Ausnutzung	Zweitaktprinzip \rightsquigarrow gute Ausnutzung	Zweitaktprinzip \rightsquigarrow gute Ausnutzung

Tabelle 2.1.: Vergleich von SMPS-Topologien

3. Flyback-Converter

Unter der Prämisse, dass die Schaltungstopologie unverändert bleiben soll, können am Leistungsschalter, den induktiven Bauelementen, der Diode auf der Sekundärseite sowie den kapazitiven Energiespeichern Modifikationen vorgenommen werden, um die Eigenschaften der Flyback-Schaltung zu verbessern und die übertragbare Leistung zu erhöhen. In den folgenden Abschnitten werden diese Einflussfaktoren im Detail analysiert und die gegenseitigen Abhängigkeiten aufgezeigt.

3.1. Leistungsschalter und Transformator

Veränderungen an der Sperrspannungsfähigkeit des Schalters haben den größten Einfluss auf das Verhalten der Gesamtschaltung. Das Übersetzungsverhältnis und das Wickelschema des Transformators sind eng verbunden mit den Eigenschaften des Schalters. Die bestehenden Zusammenhänge zwischen Sperrspannung des Schalters und Transformator, Sekundärdioden bzw. Verlusten sind in Abbildung 3.1 dargestellt.

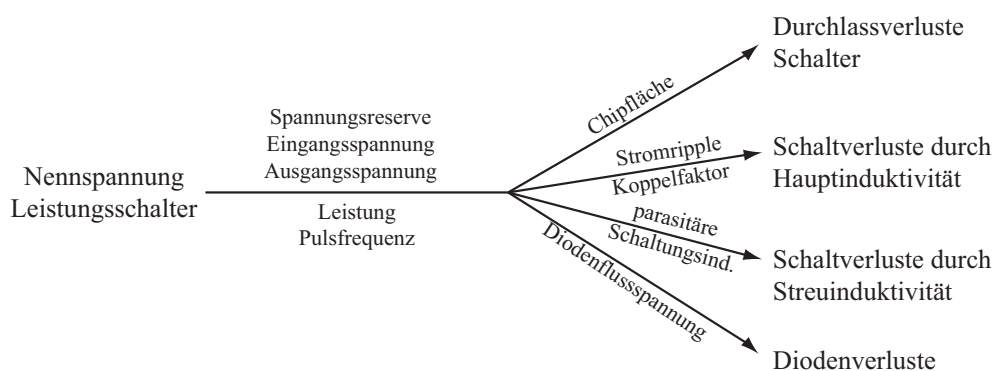


Abbildung 3.1.: Einfluss der Schalter-Nennspannung auf die Schaltungsverluste

Die maximal mögliche Nennspannung des Schalters kann über die allgemeinen Einflussfaktoren Spannungsreserve, Eingangsspannung, Ausgangsspannung, zu übertragende Leistung und Pulsfrequenz sowie die speziellen Faktoren Chipfläche, Stromripp-

le, Koppelfaktor, parasitäre Induktivität und Diodeneigenschaften Auswirkungen auf Durchlass- und Schaltverluste des Schalters selbst wie auch der Diode haben.

3.1.1. Snubber und Entmagnetisierung

Eine Erhöhung der Sperrspannungsfähigkeit des Leistungsschalters führt dazu, dass beim Ausschalten auftretende Überspannungsspitzen (z. B. durch die Streuinduktivität des Transformators) weniger oder überhaupt nicht mehr mit einer Snubberschaltung gedämpft werden müssen. Die Snubberverluste werden reduziert.

Die Differenz der während des Ausschaltens am Schalter anliegenden Spannung und der Eingangsspannung ($u_{Qmax} - u_{in}$) bestimmt die Zeitdauer, in der der Drainstrom zu Null gebracht wird und in die Sekundärdiode kommutiert. Ein steilerer Stromabfall hat zur Folge, dass geringfügig mehr Zeit pro Pulsperiode für die Energieübertragung zur Verfügung steht. Dies entspricht einer Erhöhung des maximal möglichen Tastverhältnisses. Unter der Annahme, dass der Drain-Strom des Schalters beim Ausschalten linear zu Null geführt wird und während dieser Zeit konstant die Spannung u_{Qmax} anliegt, ergibt sich für die benötigte Stromabfallzeit t_{i-} :

$$t_{i-} = \frac{L_{\sigma} i_{peak}}{u_{Qmax} - u_{in}} \quad (3.1)$$

Beispiel: Flyback-Converter, $\bar{u}_{in} = 400 \text{ V}$, $\bar{i}_{in} = 1,5 \text{ A}$, $D = 0,2$, $r = 0,4$, $L_{\sigma} = 3 \mu\text{H}$, $f = 200 \text{ kHz}$

Für $u_{Qmax} = 600 \text{ V}$:

$$\rightsquigarrow t_{i-} = 135 \text{ ns} = 2,7 \% \text{ von } T$$

Für $u_{Qmax} = 800 \text{ V}$:

$$\rightsquigarrow t_{i-} = 67,5 \text{ ns} = 1,35 \% \text{ von } T$$

In Abbildung 3.2 ist die Abnahme von t_{i-} unter der Annahme, dass i_{peak} konstant ist, zu sehen. Die Werte sind auf t_{i-} ($u_{Qmax} = 600 \text{ V}$) normiert. Im Praxiseinsatz ist keine so deutliche Verringerung der Ausschaltzeit zu erwarten, da i_{peak} bei konstanter Transformatorinduktivität mit einer Vergrößerung des Tastverhältnisses ansteigt. Somit ist die tatsächliche Zeit t_{i-} größer, als unter idealen Bedingungen berechnet.

Zusätzlich zum zuvor beschriebenen Effekt resultiert aus einer höheren zulässigen Schalterspannung und der somit kürzeren Abschaltzeit für den Strom eine geringere

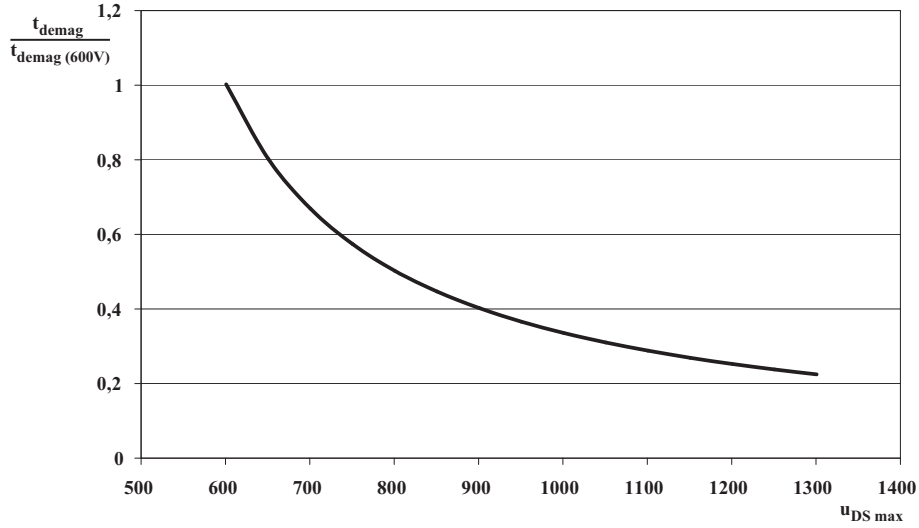


Abbildung 3.2.: Abhängigkeit der Entmagnetisierungsdauer von $u_{DS\ max}$ ($t_{demag} = t_{i-}$)

Ausschaltenergie:

$$E_{off} = \frac{u_{Q\ max} i_{peak} t_{i-}}{2} \quad (3.2)$$

Durch Substitution von t_{i-} erhält man den folgenden Ausdruck:

$$p_{off} = \frac{L_{\sigma} i_{peak}^2}{2} \frac{u_{Q\ max}}{u_{Q\ max} - u_{in}} f \quad (3.3)$$

Durch Einführung der normierten Leistung

$$p_{off\ n} = \frac{p_{off}}{\frac{L_{\sigma} i_{peak}^2}{2} f} \quad (3.4)$$

ergibt sich:

$$p_{off\ n} = \frac{u_{Q\ max}}{u_{Q\ max} - u_{in}} = \frac{u_{DS\ nenn} - u_{res}}{u_{DS\ nenn} - u_{res} - u_{in}} \quad (3.5)$$

Je höher also die zulässigen Spannungsspitzen beim Ausschalten im Verhältnis zur Eingangsspannung sind (unter der Voraussetzung, dass L konstant bleibt), um so mehr nähert sich die beim Ausschalten umzusetzende Leistung dem Grenzwert $p_{off} = \frac{L_{\sigma} i_{peak}^2}{2} f$ an. Der Verlauf des zugehörigen Graphen ist in Abb. 3.3 dargestellt. Für u_{in} wurden dabei 400 V und für u_{res} 0 V gewählt.

Besonders zu beachten ist, dass beim Zulassen sehr hoher Spannungen an den Wicklungsenden des Transformators die Isolation an diese verschärften Bedingungen angepasst sein muss. Größere Isolationsabstände zwischen den Wicklungen (z.B. durch

dickere Ummantelungen) erhöhen i.d.R. die Streuinduktivität und können die Eigenschaften der Schaltung verschlechtern. Darüber hinaus gewinnt der Einfluss der Wicklungskapazitäten auf die Verluste der Schaltung mit zunehmender Spannung an Bedeutung.

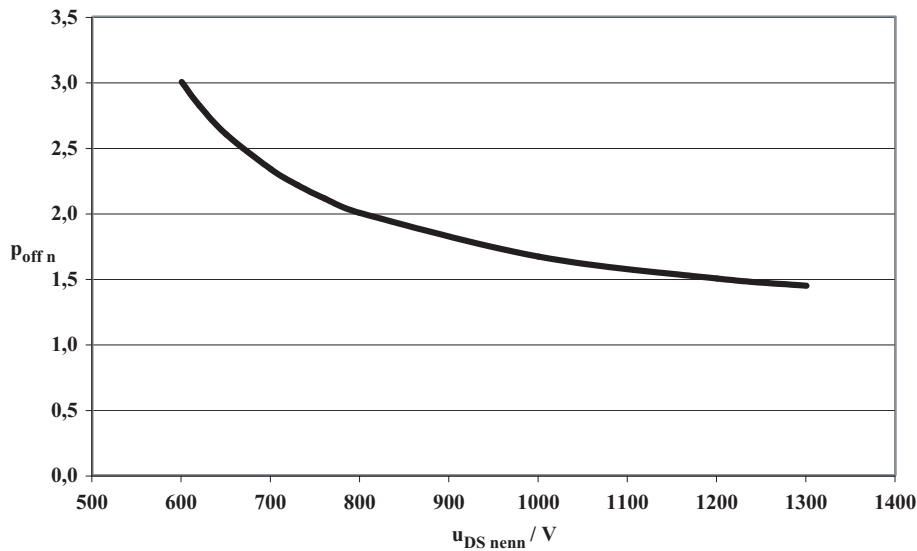


Abbildung 3.3.: Abhängigkeit der Ausschaltverluste von der Drain-Source-Spannung

Um die hergeleitete Verringerung der Verluste in der Praxis zu überprüfen, wurde eine Flyback-Versuchsschaltung konzipiert, deren Wirkungsgrad beim Einsatz von Schaltern verschiedener Spannungsklassen ermittelt wurde (siehe hierzu auch Anhang A.1). Dazu wurden zwei MOSFET vom Typ *Infineon CoolMOS* (*SPP07N60C3* und *SPP08N80C3*) eingesetzt. Um eine geeignete Vergleichsbasis zu schaffen, wurden zwei Schalter mit möglichst gleichem Durchlasswiderstand gewählt, die über identische Gatevorwiderstände ($5,3\,\Omega$) angesteuert werden. Somit sind Unterschiede im Wirkungsgrad nach dem Austauschen eines Schalters im gleichen Arbeitspunkt auf den Einfluss

Parameter	<i>SPP07N60C3</i>	<i>SPP08N80C3</i>
R_{on}	$0,6\,\Omega$	$0,65\,\Omega$
$u_{DS\text{ max}}$	631 V	806 V
Snubber	RCD-Snubber	ohne
i_{peak}	4,9 A	4,9 A

Tabelle 3.1.: Flyback zur Messung der Schaltverluste

der höheren Drain-Source-Spannung zurückzuführen.

Der Wirkungsgrad der Schaltung wurde für jeden Schalter in vier verschiedenen Arbeitspunkten ermittelt. Dabei ergaben sich die in Abbildung 3.4 gezeigten Verläufe. Es ist zu berücksichtigen, dass in der 600 V-Anordnung ein RCD-Snubber eingesetzt

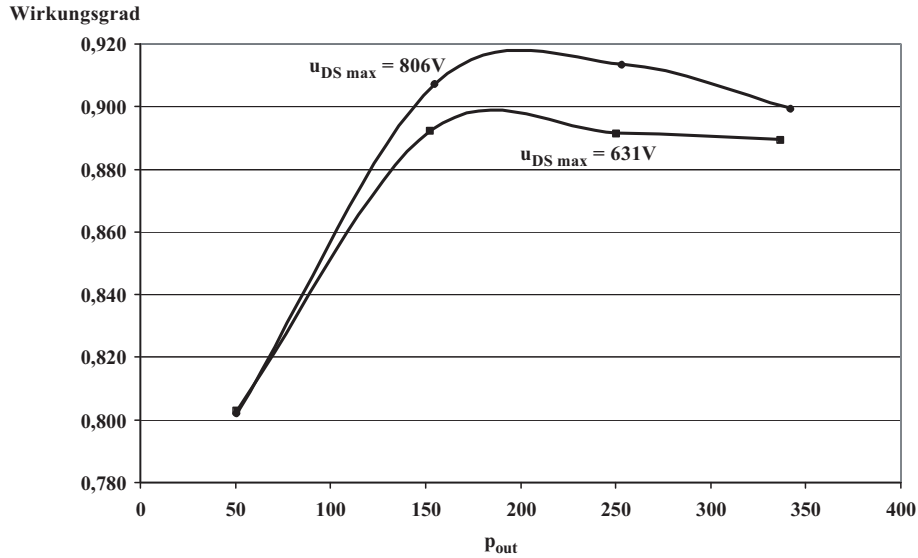


Abbildung 3.4.: Gemessene Wirkungsgrade in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung

wurde, der verlustbehaftet ist. Die Snuberverluste berechnen sich zu:

$$P_{Snub} = \frac{u_{C\,Snub}^2}{R_{Snub}} \quad (3.6)$$

Um den allein durch die höhere Drain-Source-Spannung erzielten Anteil am besseren Wirkungsgrad der 800 V-Schaltung zu erhalten, muss der Wirkungsgrad um die Snuberverluste bereinigt werden. Im Folgenden soll dies beispielhaft für den letzten Arbeitspunkt erläutert werden:

$$\eta_{800} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{342,0\text{ W}}{380,3\text{ W}} = 0,899$$

$$\eta_{600} = \frac{P_{out} + P_{Snub}}{P_{in}} = \frac{336,7\text{ W} + 2,8\text{ W}}{378,6\text{ W}} = 0,896$$

In der Praxis ergibt sich also eine Verbesserung des Wirkungsgrades um 0,3 %. Dies entspricht in obiger Anordnung etwa 1,1 W.

Bei einer gemessenen Streuinduktivität von 1,6 μH und einem abzuschaltenden Spitzenstrom von 4,9 A lässt sich der theoretische Unterschied der Ausgangsleistungen im

gleichen Arbeitspunkt berechnen (Gl. (3.3)):

$$p_{off} = \frac{(4,9 \text{ A})^2 \cdot 1,6 \mu\text{H} \cdot 200 \text{ kHz}}{2} \frac{u_{DSmax}}{u_{DSmax} - 400 \text{ V}}$$

Daraus ergeben sich Ausschaltverluste von 10,4 W für die 600 V-Anordnung und 7,6 W für die 800 V-Schaltung. Die Differenz beträgt 2,8 W. Durch Vergleich mit den tatsächlich gemessenen Unterschieden in den beiden Schaltungsvarianten wird deutlich, dass die Verbesserungen durch eine erhöhte Drain-Source-Spannung beim Ausschalten in der Praxis nicht so stark ausgeprägt sind, wie zuerst angenommen. Gründe hierfür können im unterschiedlichen Schaltverhalten der untersuchten Schalter oder in Messungenauigkeiten liegen. Ebenso ist in der Praxis die Drain-Source-Spannung am Schalter während des Ausschaltens nicht konstant, sondern verläuft sinusförmig. Es ist außerdem anzunehmen, dass die Schaltverluste an der Gleichrichterdiode im Falle der hohen Kommutierungsspannung höher sind, was einer Verringerung der Gesamtverluste der Schaltung entsprechend entgegenwirkt.

Als Fazit lässt sich aus den Messungen ableiten, dass die untersuchte Methode im Falle einer Flyback-Anwendung nicht den gewünschten Vorteil hinsichtlich einer Wirkungsgradverbesserung erbringt. Die zu erwartenden Mehrkosten für einen Schalter höherer Spannungsfestigkeit werden nicht durch die alleinige Einsparung eines Snubbers und der damit verbundenen Verluste gerechtfertigt.

3.1.2. Gatevorwiderstände

Über die Gatevorwiderstände ist es möglich, das Schaltverhalten eines MOSFET innerhalb gewisser Grenzen gezielt zu beeinflussen. Je kleiner dabei der Widerstand gewählt wird, um so schneller erfolgt die Umladung der Gate-Source-Kapazität des Bauteils und somit der Ein- bzw. Ausschaltvorgang. Das Ergebnis sind geringere Schaltverluste. Dies gilt in der hier untersuchten Schaltung jedoch nur bis zu einem für den speziellen Bauteiltyp und den konkreten Schaltungsaufbau bestimmten Mindestwert des Vorwiderstands. Wird der Widerstandswert über diese Grenze hinweg weiter verringert, so kann ein Anstieg der Schaltverluste beobachtet werden. Grund hierfür sind beim Schalten auftretende Schwingungen am Gate des Bauteils, die den Schaltvorgang verlangsamen bzw. das Bauteil während des Schaltens wiederholt aufsteuern und sperren und somit erhöhte Schaltverluste hervorrufen. Maßgeblichen Einfluss hierauf hat die Layoutgestaltung und der eingesetzte Typ von Leistungshalbleiter. Der Wert des Gatevorwiderstands muss im oben beschriebenen Fall demnach groß genug sein, um

im Gate-Kreis auftretende Schwingungen in einem genügenden Maße zu bedämpfen. Beim Verändern des Schaltverhaltens des Schalters muss darüber hinaus berücksichtigt werden, dass damit immer auch eine Veränderung des Schaltverhaltens der sekundärseitigen Diode(n) verbunden ist. D.h. eine Reduktion der Verluste am Schalter kann durchaus zu einer Erhöhung der Schaltverluste der Diode führen (siehe Kap. 3.2).

Anhand der o.g. Versuchsschaltung wurde der Wirkungsgrad in verschiedenen Arbeitspunkten für eine Reihe unterschiedlicher Ausschalt-Gatevorwiderstände ermittelt. Als Schalter wurde ein *Infineon CoolMOS SPP20N60C3* eingesetzt. Dabei stellte sich heraus, dass der bezüglich Verlustleistung optimale Gatevorwiderstand zum Ausschalten für diesen Schaltertyp bei ca. $5,3\,\Omega$ liegt. Der ermittelte Kurvenverlauf des Wirkungsgrades ist in Abbildung 3.5 zu sehen. Eingeschaltet wurde in allen Fällen identisch mit $22\,\Omega$. Der oben erläuterte Effekt gilt analog für das Einschalten mit verschiedenen Widerstandswerten.

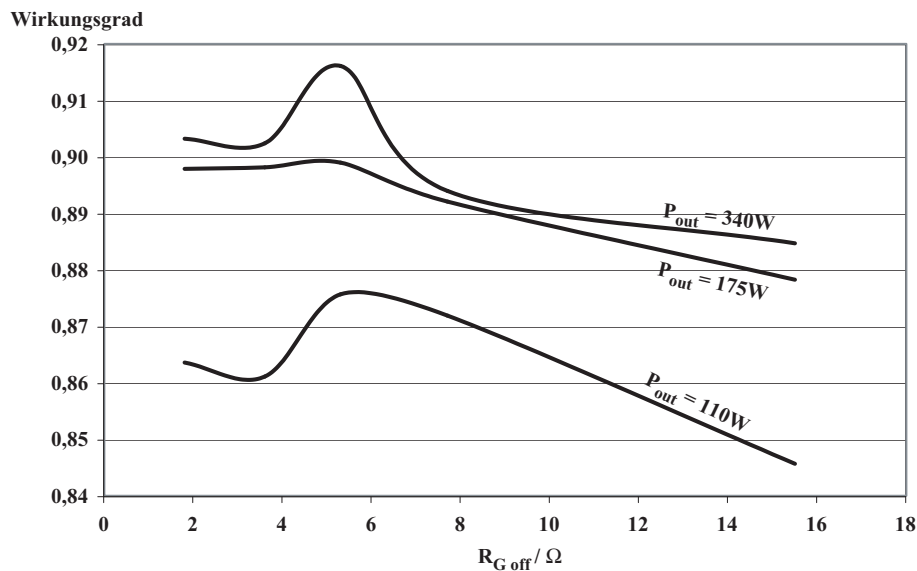


Abbildung 3.5.: Gemessene Wirkungsgrade in Abhängigkeit vom Gatevorwiderstand

Aus den Messungen lässt sich ableiten, dass durch eine zu große Abweichung von den im Datenblatt des eingesetzten Schalters empfohlenen Werten für den Gatevorwiderstand zusätzliche Schaltverluste entstehen können. Der optimale Wertebereich für Gatevorwiderstände ist hauptsächlich vom Typ des Halbleiterschalters sowie der Layoutgestaltung abhängig und kann nicht allgemeingültig angegeben werden. Zusätzlich ist zu beachten, dass ein umso breiteres Spektrum an elektromagnetischen Störungen entsteht, je schneller die Schaltvorgänge des Leistungsschalters erfolgen, d.h.

je größer die Spannungs- und Stromgradienten werden. Zur Einhaltung gültiger EMV-Störaussendungsnormen bedarf es also eines an das Schaltverhalten angepassten Filteraufwandes. Eine detaillierte Betrachtung der EMV-Problematik soll der Fachliteratur (z. B. [11]) vorbehalten bleiben. Auf die in einer Schaltung entstehenden Verluste bezogen, ist es grundsätzlich vorteilhafter, relativ schnell zu schalten und die entstehenden Störungen durch Filtermaßnahmen zu dämpfen, als durch langsame Schaltvorgänge auf Kosten höherer Verluste weniger Störungen zu emittieren. Der hier erzielbare höhere Wirkungsgrad führt auf der einen Seite zu einer Reduktion der notwendigen Maßnahmen zur Abfuhr der Verlustleistung, kann durch die zusätzlichen Entstörbauteile andererseits jedoch eine Verringerung dieses Kostenvorteils für einen solchen Wandler zur Folge haben.

3.1.3. Reduktion des Strom-Effektivwertes

Durch die Verringerung des Transformator-Übersetzungsverhältnisses $\frac{n_2}{n_1}$ kann bei konstanter Ausgangsleistung der Strom-Effektivwert durch den Schalter reduziert werden. Da für den Schalter gilt $p_{on} = i_{eff}^2 R_{on}$, stellt dies eine Möglichkeit dar, die Durchlassverluste zu verringern.

Der Mittelwert des Eingangsstromes berechnet sich aus:

$$\bar{i} = \frac{p_{in}}{u_{in}} \quad (3.7)$$

Da nur während der Einschaltdauer des Schalters Strom fließt, beträgt der Mittelwert während t_{on} :

$$\bar{i}_{on} = \frac{\bar{i}}{D} \quad (3.8)$$

Der Effektivwert berechnet sich unter der vereinfachten Annahme eines rechteckförmigen Verlaufs daraus zu:

$$i_{eff} = \bar{i}_{on} \sqrt{D} = \frac{p_{in}}{u_{in} \sqrt{D}} \quad (3.9)$$

Für den Flyback-Converter erhält man aus Gl. (2.35):

$$D = \frac{1}{\frac{u_{in} n_2}{u_{out} n_1} + 1} \quad (3.10)$$

Bei konstanter Ein- und Ausgangsspannung vergrößert sich somit das Tastverhältnis mit abnehmendem Übersetzungsverhältnis $\frac{n_2}{n_1}$. Mit den Gl. (3.9) und (3.10) erhält man:

$$i_{eff} = \frac{p_{in}}{u_{in}} \sqrt{\frac{u_{in}}{u_{out}} \frac{n_2}{n_1} + 1} \quad (3.11)$$

Das Übersetzungsverhältnis $\frac{n_2}{n_1}$ erhält man aus dem Verhältnis von Ausgangsspannung zu auf die Primärseite reflektierter Spannung:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{u_{out}}{u_{refl}} \quad (3.12)$$

Mit $u_{refl} = u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}$ folgt daraus:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{u_{out}}{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}} \quad (3.13)$$

$$\leadsto D = \frac{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{DSnenn} - u_{res}} \quad (3.14)$$

Das bedeutet, dass sich das Übersetzungsverhältnis in Abhängigkeit von der maximalen Drain-Source-Spannung u_{DSnenn} , der Eingangsspannung u_{in} sowie der Reserve für transiente Überspannungen u_{res} kontinuierlich ändern kann. In der Praxis spricht nichts gegen den Einsatz von Transformatoren mit gebrochenen Übersetzungsverhältnissen. Es gilt lediglich die Einschränkung, dass i.d.R. keine halben Windungszahlen realisierbar sind (eine Ausnahme stellen hier z.B. EE-Kerne bei Verwendung von nur einem Wicklungsfenster dar). Unter Verwendung dieser Beziehungen ergibt sich für den Effektivwert des Primärstroms:

$$i_{eff} = \frac{p_{in}}{u_{in}} \sqrt{\frac{u_{in}}{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}}} + 1 \quad (3.15)$$

Der Einsatz eines Schalters mit hoher Sperrspannung ermöglicht die Verwendung eines Transformators mit kleinem Übersetzungsverhältnis $\frac{n_2}{n_1}$ und entsprechend höherem Tastverhältnis. Dies führt zu einem günstigeren Stromeffektivwert für den Schalter, ggf. verbunden mit einem ungünstigeren Tastverhältnis für die Gleichrichterdiode (vgl. Abschnitt 3.2). Maßgeblichen Einfluss hat hier noch die Wahl der Spannungsreserve für auftretende Transienten (Schwingungsvorgang während des Ausschaltens): Wird sie zu groß gewählt, so wird die Sperrfähigkeit des Schalters nicht optimal ausgenutzt und damit möglicherweise nicht die bestmögliche Effizienz der Schaltung erreicht.

3.1.4. Einfluss des Durchlasswiderstandes

Den Zusammenhang zwischen Nennspannung eines MOSFET Q_{HV} , seiner aktiven Chipfläche A_{HV} und dem Durchlasswiderstand verglichen mit einem Bauteil niedrigerer Spannungsklasse Q_{LV} beschreibt folgende Gleichung:

$$R_{onHV} A_{HV} = R_{onLV} A_{LV} \left(\frac{u_{HV}}{u_{LV}} \right)^{2,5} \quad (3.16)$$

Der Exponent des Quotienten der beiden zulässigen Maximalspannungen kann im Bereich von 2 bis 3 liegen. Er ist vom verwendeten Halbleitermaterial abhängig und wird für die Betrachtungen in dieser Arbeit als konstant bei 2,5 liegend angesehen. Dieser Wert entspricht in etwa dem von marktüblichen Hochspannungs-MOSFETs.

Da mit zunehmender Spannungsfestigkeit eines Schalters die Dicke der aktiven Chipfläche zunimmt, steigt bei gleichem Flächeninhalt der Durchlasswiderstand an. Das bedeutet, dass ein Schalter Q_{HV} mit doppelter Spannungsfestigkeit wie ein Schalter Q_{LV} bei gleicher Chipfläche einen 5,7-fachen R_{on} besitzt. Anders ausgelegt müsste der Schalter Q_{HV} die 5,7-fache Chipfläche besitzen, um den gleichen R_{on} aufzuweisen wie Q_{LV} . Dies führt zu Herstellungskosten für das Bauteil, die um ein Vielfaches über denen von Q_{LV} liegen. Abbildung 3.6 verdeutlicht den Zusammenhang grafisch. Als Vergleichsbasis dienen hierbei Chipfläche und R_{on} eines 600 V-MOSFET.

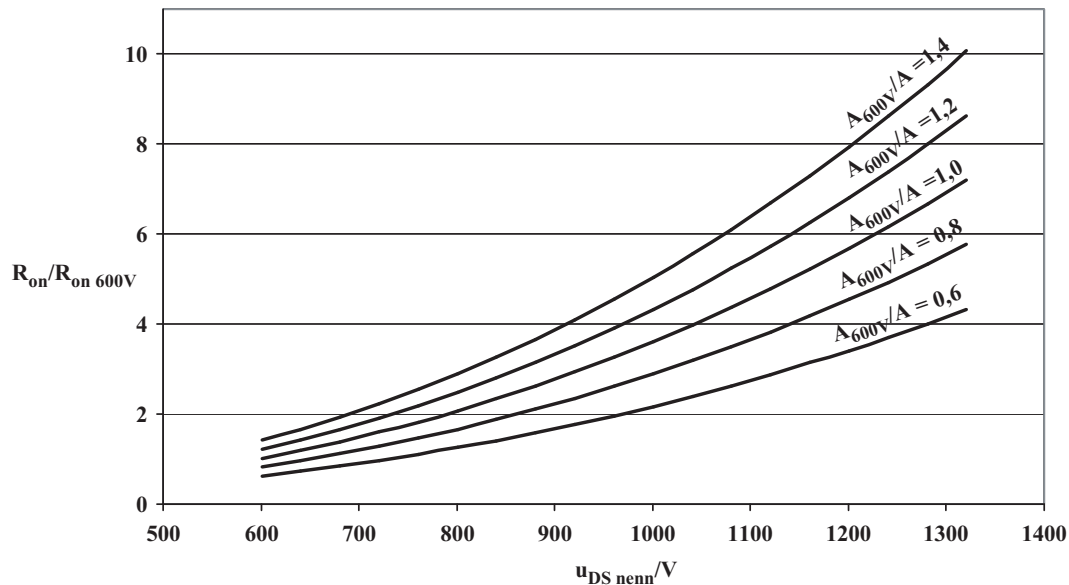


Abbildung 3.6.: Veränderung des R_{on} in Abhängigkeit von Nennspannung und Chipflächenverhältnis - normiert auf Werte eines typischen 600 V-Schalters

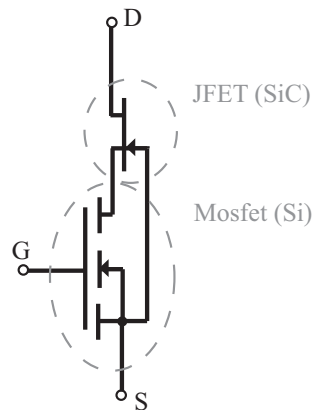
Neuartige Materialien für Leistungshalbleiter

In der Versuchsschaltung aus Abschnitt 3.1.1 wurde das Schaltverhalten eines *Infineon CoolMOS SPP11N80C3* mit dem einer *Infineon JFET*-Kaskode 1500V/4A verglichen. Beide Bauteile weisen bei 25°C den gleichen Durchlasswiderstand von 450 mΩ auf (siehe Tab. 3.2).

Parameter	<i>SPP11N80C3</i>	<i>JFET</i> 1500 V
R_{on}	0,45 Ω	0,45 Ω
$u_{DS\,nenn}$	800 V	1400 V
A_{Chip}	10 mm ²	4,5 mm ²
i_{nenn}	11 A	4,5 A

Tabelle 3.2.: Gegenüberstellung Si-*CoolMOS* – SiC-*JFET*

Durch die eingesetzte Silicium-Carbid-Technologie ist die zur Erzielung eines bestimmten Durchlasswiderstandes benötigte Mindestchipfläche im *JFET* kleiner als bei einem herkömmlichen MOSFET ähnlicher Spannungsklasse in Silicium-Technologie. Um den selbstleitenden *JFET* für den Anwender als *normally-off*-Bauteil verfügbar zu machen, wird von *Infineon* eine Kaskodenstruktur eingesetzt. Hierbei bildet ein Niederspannungs-MOSFET in Reihe zum *JFET* das eigentliche über die Gateleitung ansteuerbare Bauteil. Das Ergebnis ist ein Leistungsschalter mit erheblich höherer Sperrspannung als 600 V- bzw. 800 V-MOSFETs bei vergleichbar geringem Durchlasswiderstand und ebenso schnellem Schaltverhalten.

**Abbildung 3.7.:** Schaltbild eines *Infineon* 1500V *JFET*

Die in Abbildung 3.8 dargestellten Oszillogramme zeigen die jeweiligen Verläufe von Drainstrom und Drain-Source-Spannung in oben genannter Anwendung. Wirkungsgradmessungen in gleichen Arbeitspunkten (Tabelle 3.3) zeigen identische Wirkungsgrade von *CoolMOS* und *JFET*.

Bei den von *Infineon* zur Verfügung gestellten *JFET*-Kaskoden handelt es sich um Prototypen für erste Applikationsversuche. Der Zeitpunkt einer Markteinführung ist

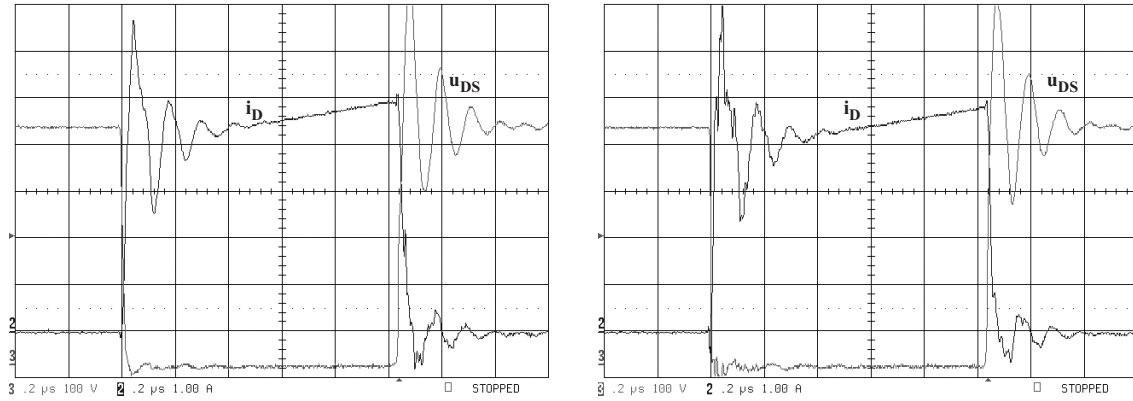


Abbildung 3.8.: Schaltvorgänge von *SPP11N80C3* (li.) und *JFET-Kaskode* 1500V/4A (re.)

noch nicht abzuschätzen. Bereits zum jetzigen Zeitpunkt jedoch ist absehbar, dass Leistungshalbleiter in SiC-Technologie einen Quantensprung im Bereich der Hochspannungs-Leistungsschalter markieren und den nutzbaren Spannungsbereich deutlich nach oben erweitern. Bereits seit längerem sind Leistungsdioden in SiC-Technologie am Markt erhältlich.

Größe	<i>SPP11N80C3</i>	<i>JFET</i> 1500 V
u_{in}	400,3 V	401,3 V
\bar{i}_{in}	0,964 A	0,918 A
p_{in}	385,9 W	368,4 W
u_{out}	50,63 V	49,86 V
\bar{i}_{out}	6,86 A	6,67 A
p_{out}	347,3 W	332,6 W
η	0,900	0,903

Tabelle 3.3.: Vergleich von Ein- und Ausgangsgrößen *CoolMOS* – *JFET*

3.1.5. Durchlassverluste

Mit dem in Gl. (3.15) gewonnenen Ausdruck für den Strom-Effektivwert erhält man für die Durchlassverluste $i_{eff}^2 \cdot R_{on}$ im Schalter:

$$p_{Qon} = \frac{p_{in}^2}{u_{in}^2} \left(\frac{u_{in}}{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}} + 1 \right) R_{on} \quad (3.17)$$

Aus einer Erhöhung der Spannungsklasse des Schalters und der Verringerung des Übersetzungsverhältnisses $\frac{n_2}{n_1}$ ergeben sich damit zwei gegenläufige Effekte:

- Verringerung des Stromeffektivwertes durch den Schalter
- Erhöhung des im Schalter wirksamen Durchlasswiderstandes mit zunehmender Spannungsklasse

Für den Vergleich von zwei Anwendungen mit Schaltern unterschiedlicher Nennspannung erhält man aus den Gl. (3.16) und (3.17) folgenden Ausdruck:

$$\frac{p_{Q\text{ on HV}}}{p_{Q\text{ on LV}}} = \frac{\left(\frac{u_{in}}{u_{DS\text{ nenn HV}} - u_{in} - u_{res}} + 1\right)}{\left(\frac{u_{in}}{u_{DS\text{ nenn LV}} - u_{in} - u_{res}} + 1\right)} \frac{A_{LV}}{A_{HV}} \left(\frac{u_{DS\text{ nenn HV}}}{u_{DS\text{ nenn LV}}}\right)^{2,5} \quad (3.18)$$

Die Abbildungen 3.9 und 3.10 veranschaulichen diese Abhängigkeiten grafisch. Die Darstellung ist auf einen Transistor Q_{LV} mit Nennspannung 600 V normiert. Die Eingangsspannung der Anwendung beträgt dabei 400 V, die Ausgangsspannung 48 V und die Spannungsreserve 150 V.

Es wird deutlich, dass im gewählten Beispiel der Einsatz eines 800 V-MOSFET in Kombination mit einem angepassten Übersetzungsverhältnis des Transformators das Optimum darstellt. Die aktive Chipfläche könnte auf 59 % des 600 V-Vergleichstypen verkleinert werden, ohne mehr Durchlassverluste zu erzeugen. Wird die Größe der Chipfläche beibehalten, so lassen sich andererseits die Durchlassverluste um 40 % verringern.

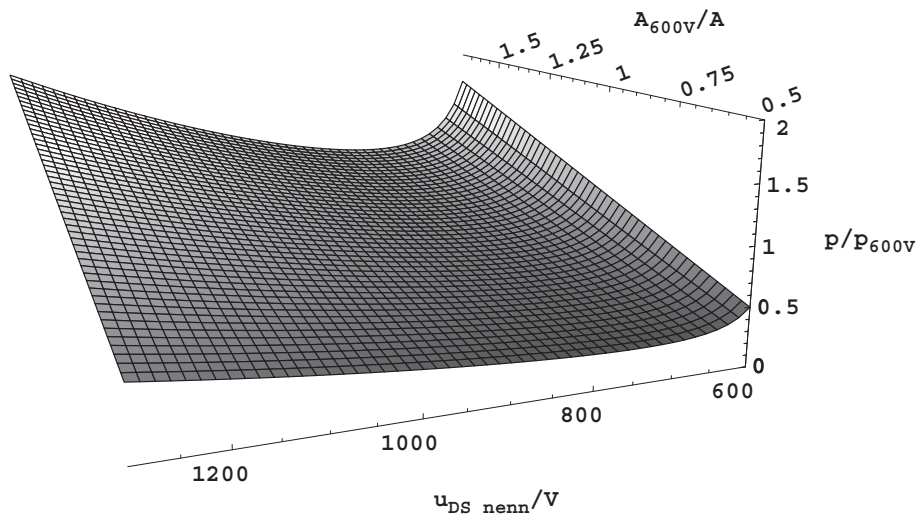


Abbildung 3.9.: Abhängigkeit der Durchlassverluste von Nennspannung und Chipfläche

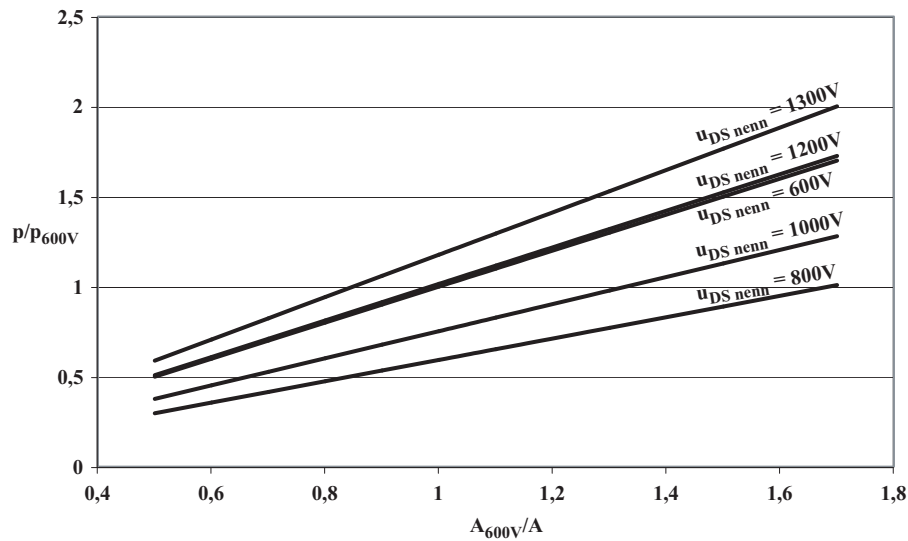


Abbildung 3.10.: Abhängigkeit der Durchlassverluste von der Chipfläche

3.1.6. Streuinduktivität

Ein wichtiges Kriterium bei der Dimensionierung von potenzialgetrennten Schaltnetzteilen ist die Streuinduktivität auf der Primärseite des Transformators. Sie wirkt wie eine Luftspule, in der während der Einschaltdauer des Transistors Energie gespeichert wird. Beim Ausschalten des Schalters muss diese Energie in den Zwischenkreis bzw. zur Last übertragen oder in den einfachsten Fällen zwischengespeichert oder durch eine Snubberschaltung abgebaut werden. Geschieht dies nicht, so treten zum Ausschaltzeitpunkt unkontrollierbare Überspannungsspitzen an den Anschlussklemmen des Transformators und somit auch über dem Schalter auf. Diese können zum einen den Transformator beschädigen und zum anderen den Schalter zerstören.

Die auf der Primärseite messbare Streuinduktivität in einer Schaltung setzt sich aus drei Teilen zusammen:

- Induktivität des primärseitigen Schaltungslayouts
- Parasitäre Induktivität des Transformators, die durch eine nicht ideale Kopplung zwischen Primär- und Sekundärseite entsteht (Koppelfaktor $k < 1$)
- Auf Primärseite transformierte Induktivität des sekundärseitigen Schaltungslayouts (von Topologie abhängig)

In der Praxis ist die primärseitige Layoutinduktivität in der Regel vernachlässigbar,

da sie verglichen mit den beiden anderen aufgeführten parasitären Induktivitäten mit Abstand am kleinsten ist. Sie wird daher im Folgenden nicht weiter berücksichtigt. Die Streuung eines Transformators $L_{\sigma T}$ liegt für Transformatoren ohne Luftspalt typischerweise zwischen 0,1 % und 1 % der Hauptinduktivität. Dieser Wert hängt stark von Wickelschema und -technik sowie von den Windungszahlen ab. Ein hoher Verschachtelungsgrad bzw. bifilare Bewicklung ergeben eine minimale Streuinduktivität. Durch einen Luftspalt im Kern kann der Magnetisierungsstrom erhöht werden. Dies entspricht einer Verringerung der Hauptinduktivität. Die Streuinduktivität wird hierdurch i.d.R. nicht verändert, daher trifft die o.g. Faustregel für die Höhe der Streuinduktivität in diesen Fällen nicht zu. Die Wicklungsverluste können bedingt durch Stromverdrängungseffekte im Bereich um einen diskreten Luftspalt deutlich steigen.

Die parasitäre Induktivität des sekundärseitigen Schaltungslayouts $L_{\sigma B sek}$ ist unabhängig vom Transformator. Sie wird von der Leitungsführung ab den Anschlussklemmen des Transformators bestimmt und bleibt somit konstant.

Es ergibt sich der folgende allgemeine Ausdruck für die Streuinduktivität auf der Primärseite des Übertragers:

$$L_{\sigma} = L_{\sigma T}(L_h) + L_{\sigma B} \quad (3.19)$$

Um die Änderung der Hauptinduktivität in Abhängigkeit von der Nennspannung des Schalters zu erhalten, muss der zulässige Stromripple auf der Primärseite mit in die Betrachtungen einbezogen werden. Dieser bestimmt die Größe der Hauptinduktivität L_h :

$$L_h = \frac{u_{in} D T}{\Delta i} \quad (3.20)$$

Δi wird i.d.R. als Anteil r des während t_{on} fließenden Strom-Mittelwertes angegeben:

$$\Delta i = \frac{p_{in}}{u_{in} D} r \quad (3.21)$$

$$\rightsquigarrow L_h = \frac{u_{in}^2 D^2}{p_{in} f r} \quad (3.22)$$

Mit Gl. (3.14) erhält man:

$$L_h = \frac{u_{in}^2}{p_{in} f r} \left(\frac{u_{DS nenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{DS nenn} - u_{res}} \right)^2 \quad (3.23)$$

Es wird die folgende Normierung eingeführt:

$$L_{hn} = \frac{L_h}{\frac{u_{in}^2}{p_{in} f}} \quad (3.24)$$

$$\rightsquigarrow L_{hn} = \frac{1}{r} \left(\frac{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{DSnenn} - u_{res}} \right)^2 \quad (3.25)$$

Dieser Kurvenverlauf ist in Abbildung 3.11 dargestellt.

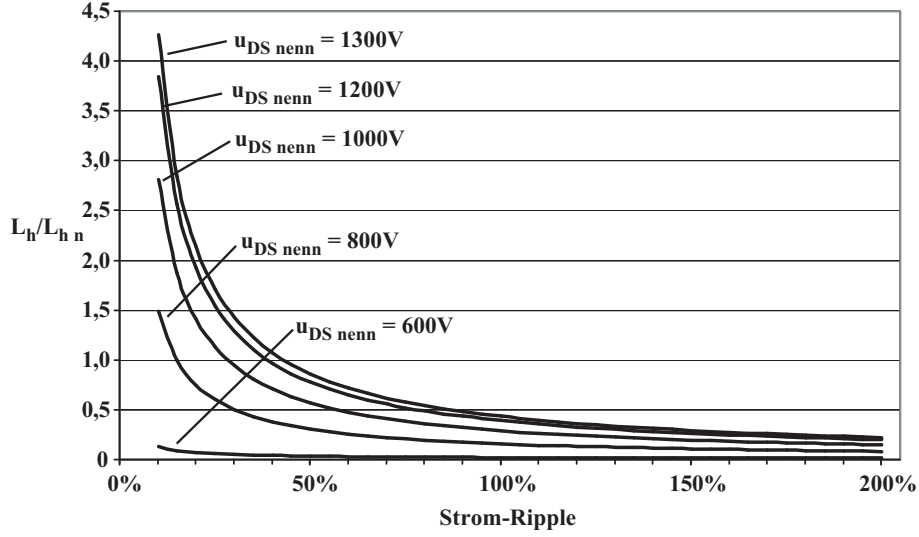


Abbildung 3.11.: Abhängigkeit der Hauptinduktivität von Nennspannung des Schalters und Stromripple

Für die Streuinduktivität ergibt sich demnach:

$$L_{\sigma T} = (1 - k) \frac{u_{in}^2}{p_{in} f r} \left(\frac{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{DSnenn} - u_{res}} \right)^2 = L_{\sigma} \quad (3.26)$$

Aufgrund der Funktionsweise des Flyback-Converters (Primär- und Sekundärseite führen abwechselnd den Laststrom) entspricht dieser Ausdruck nahezu der gesamten wirksamen Streuinduktivität im Ausschaltzeitpunkt des Schalters. Da die Streuinduktivität des primärseitigen Boardlayouts $L_{\sigma B}$ i.d.R. erheblich geringer ist, wird diese hier nicht weiter berücksichtigt.

3.1.7. Streuenergie

Die in der Streuinduktivität am Ende der Einschaltzeit gespeicherte Energie berechnet sich aus $E_{\sigma} = \frac{1}{2} L_{\sigma} i_{peak}^2$. Der Spitzenwert des Stromes pro Taktzyklus berechnet sich aus der Summe von Mittelwert während der Einschaltdauer $\frac{p_{in}}{u_{in} D}$ und halbem Stromripple (Gl. (3.21)):

$$i_{peak} = \frac{p_{in}}{u_{in} D} \left(1 + \frac{r}{2} \right) \quad (3.27)$$

Mit der bereits bekannten Beziehung für D ergibt sich die gespeicherte Energie:

$$E_\sigma = \frac{1}{2} \left((1-k) \frac{u_{in}^2}{p_{in} f r} \left(\frac{u_{DS\,nenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{DS\,nenn} - u_{res}} \right)^2 \right) \cdot \left(\frac{p_{in}}{u_{in}} \frac{u_{DS\,nenn} - u_{res}}{u_{DS\,nenn} - u_{in} - u_{res}} \left(1 + \frac{r}{2} \right) \right)^2 \quad (3.28)$$

$$E_\sigma = \frac{1}{2} \left((1-k) \frac{u_{in}^2}{p_{in} f r} \left(\frac{1}{u_{DS\,nenn} - u_{res}} \right)^2 \right) \cdot \left(\frac{p_{in}}{u_{in}} (u_{DS\,nenn} - u_{res}) \left(1 + \frac{r}{2} \right) \right)^2 \quad (3.29)$$

$$E_\sigma = \frac{1}{2} \left((1-k) \frac{p_{in}}{f r} \left(1 + \frac{r}{2} \right)^2 \right) \quad (3.30)$$

Unter den oben getroffenen Annahmen und Vereinfachungen ist die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie proportional von den Faktoren Leistung, Frequenz und Koppelfaktor abhängig. Der Ripple ist in Gleichung (3.30) sowohl einmal im Zähler als auch einmal im Nenner enthalten. Dies bedeutet, dass bei größerem zulässigen Ripple der Transformator eine geringere Induktivität besitzen muss, was weniger Windungen und somit einer geringeren möglichen Streuinduktivität entspricht. Andererseits führt ein größerer Ripple jedoch zu einem höheren Spitzenstrom im Transformator (bei konstanter Leistung) und somit zu einer höheren Energie in der Streuinduktivität.

3.1.8. Transformatorverluste

Die Verluste im Transformator setzen sich aus den *Wicklungsverlusten* und den *Kernverlusten* zusammen. In den folgenden Abschnitten werden die Abhängigkeiten der Verluste von verschiedenen Faktoren aufgezeigt und Möglichkeiten zur Reduktion erläutert.

3.1.8.1. Wicklungsverluste

Die Wicklungsverluste werden maßgeblich durch die Effektivwerte der Ströme durch die Wicklungen und den Wicklungswiderstand bestimmt. Die Stromeffektivwerte entsprechen denen durch Schalter bzw. Diode und sind daher leicht zu ermitteln. Der wirksame Wicklungswiderstand dagegen ist abhängig von der Art des verwendeten Wickelmaterials, der Wicklungsgeometrie sowie der Schaltfrequenz. Der stromführende Querschnitt der Wicklungen wird sowohl durch den Skineneffekt (Rückkopplung des

Magnetfeldes eines von Wechselstrom durchflossenen Leiters auf sich selbst) als auch durch den Proximityeffekt (Einkopplung des Magnetfeldes in benachbarte stromführende Leiter) beeinflusst.

Zur Thematik der Wicklungsverluste in Transformatoren existiert eine Reihe von Publikationen, denen die detaillierte Theorie zur Berechnung entnommen werden kann (siehe [14][15][17]).

Für die Wicklungsverluste im Transformator gilt (zur Bedeutung der einzelnen Variablen und weitere Erläuterungen siehe [15]):

$$\begin{aligned}
 P_{Cu} = R_{DCw} & \left(i_{x\,rms}^2 M_x + i_{x\,rms}^2 \frac{m_x^2 - 1}{3} D_x + \right. \\
 & + H_{begr\,x\,rms} i_{x\,rms} \cos(\varphi_{begr\,x\,rms} - \varphi_{ix}) \frac{b_{wx}}{m_y} m_x D_x + \\
 & + H_{begr\,x\,rms}^2 \frac{b_{wx}^2}{m_y^2} D_x + i_{x\,rms} i_{y\,rms} \cos(\varphi_{ix} - \varphi_{iy}) \Big) + \\
 & + R_{DCw} \left(i_{y\,rms}^2 M_y + i_{y\,rms}^2 \frac{m_y^2 - 1}{3} D_y + \right. \\
 & + H_{begr\,y\,rms} i_{y\,rms} \cos(\varphi_{begr\,y\,rms} - \varphi_{iy}) \frac{b_{wy}}{m_x} m_y D_y + \\
 & \left. + H_{begr\,y\,rms}^2 \frac{b_{wy}^2}{m_x^2} D_y + i_{y\,rms} i_{x\,rms} \cos(\varphi_{iy} - \varphi_{ix}) \right) \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

Die einzelnen Koeffizienten bedeuten:

Gleichstromwiderstand

$$R_{DCw} = m_x m_y \frac{\rho l_m}{a_x a_y} \quad (3.32)$$

Eindringtiefe

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \quad (3.33)$$

Geometriefaktoren

$$\xi_x = \frac{a_y \sqrt{\frac{m_y a_x}{b_{wx}}}}{\Delta} \quad (3.34)$$

$$\xi_y = \frac{a_x \sqrt{\frac{m_x a_y}{b_{wy}}}}{\Delta} \quad (3.35)$$

Skin-Faktoren

$$M_x = \xi_x \frac{\sinh 2\xi_x + \sin 2\xi_x}{\cosh 2\xi_x - \cos 2\xi_x} \quad (3.36)$$

$$M_y = \xi_y \frac{\sinh 2\xi_y + \sin 2\xi_y}{\cosh 2\xi_y - \cos 2\xi_y} \quad (3.37)$$

Proximity-Faktoren

$$D_x = 2\xi_x \frac{\sinh \xi_x - \sin \xi_x}{\cosh \xi_x + \cos \xi_x} \quad (3.38)$$

$$D_y = 2\xi_y \frac{\sinh \xi_y - \sin \xi_y}{\cosh \xi_y + \cos \xi_y} \quad (3.39)$$

Auf die Herleitung der Gl. (3.31) bis (3.39) soll an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden. Sie dienen vielmehr dem Verständnis und der Analyse der physikalischen Zusammenhänge: Aus der Vielzahl von Koeffizienten geht hervor, dass bei konstantem Stromeffektivwert Änderungen an der Wicklungsgeometrie entscheidenden Einfluss auf die elektrischen Eigenschaften und die Kupferverluste im Transformator haben können. Daraus ist abzuleiten, dass die Verluste durch folgende Maßnahmen auf ein Minimum gebracht werden können:

- *Verwendung von Kupferfolien oder HF-Litzen* mit optimierter Zahl der Einzeldern und optimiertem Aderquerschnitt ($a_x, a_y \downarrow \rightsquigarrow \xi \downarrow$)
- *Verschachtelung von Primär- und Sekundärwicklung*. Dadurch wird die Summe der Ströme durch die von der nächsten Verschachtelungsebene umschlossene Fläche reduziert.

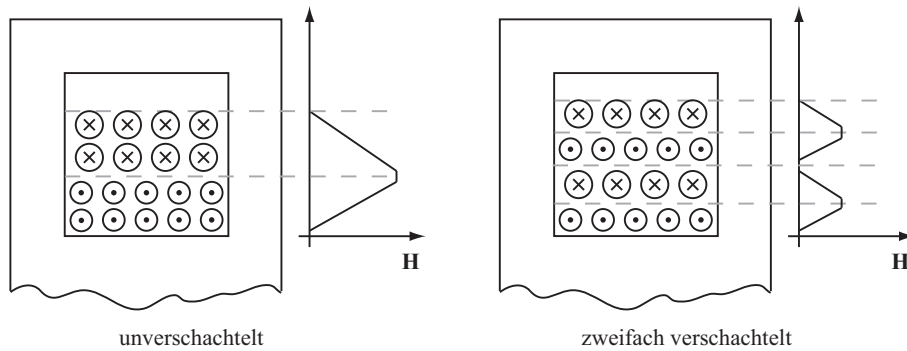


Abbildung 3.12.: Magnetische Feldstärke bei verschachtelten Wicklungen

$$\sum I = \oint H dl \quad (3.40)$$

Unter der Annahme, dass der magnetische Fluss vom Kern geführt wird und die mittlere Weglänge darin konstant ist, erhält man:

$$H = \frac{\sum I}{l} \quad (3.41)$$

Bei symmetrischer Verschachtelung der Wicklungen kann somit erreicht werden, dass nach jeder Verschachtelungsstufe $H = 0$ ist. Abb. 3.12 verdeutlicht dies.

Aus Gl. (3.31) ist ersichtlich, dass somit die Wicklungsverluste reduziert werden können.

- *Verringerung der Windungszahl* ($m_x, m_y \downarrow \rightsquigarrow \xi \downarrow$). Dies führt jedoch zu einer Verlagerung der Verluste ins Kernmaterial:

$$\Delta B = \frac{u \Delta t}{n A_{\text{magn}}} \rightsquigarrow P_{V \text{ magn}} \uparrow \text{ wenn } n \downarrow, \text{ da } P_{V \text{ magn}} \sim \Delta B^{2 \dots 2,5} \quad (3.42)$$

- *Minimierung der Lagenzahl* durch Kernformen mit entsprechendem Wickelfenster. Bei vielen Wicklungslagen sind Stromverdrängungseffekte in den mittleren Lagen durch das Feld der umgebenden Leiter zu beobachten. D.h. in den Leitern fließen Wirbelströme, die ohmsche Verluste erzeugen, deren Summenstrom nach außen hin jedoch sehr gering ist.

Da der benötigte Leiterquerschnitt bei vorgegebener Stromdichte vom Stromeffektivwert abhängt, kann es vorkommen, dass bei der Dimensionierung des Transformators die Mindestgröße des Wickelfensters als ausschlaggebende Größe für die Wahl der Kernform herangezogen werden muss [18][19][20]. Die Kupferverluste im Transformator sind durch geeignete Auslegung des Leitermaterials und der Transformatorkernform sowie durch Verschachtelung der Wicklungen gut beherrschbar. Daher wird im Weiteren nicht näher auf diese Verluste eingegangen. Ein geeignetes Werkzeug zur Berechnung von Wicklungs- und Kernverlusten mit hoher Genauigkeit stellt die Software von Dr.-Ing. E. Drechsler dar, die in [15] vorgestellt wird.

3.1.8.2. Kernverluste

In der Leistungselektronik werden als induktive Übertrager hauptsächlich Ferrite sowie Pulvereisen eingesetzt. Pulvermaterial besitzt bei Anwendungen, die einen Luftspalt im Magnetkreis benötigen den Vorteil, dass dieser über das gesamte Volumen des Magnetmaterials verteilt ist. Bei Ferritkernen muss dieser Luftspalt durch Abtragen von Material an einem oder mehreren Schenkeln erzeugt werden. Das Ergebnis ist ein magnetischer Pfad, der größtenteils einen niedrigen und auf einem kleinen Wegstück (Luftspalt) einen sehr hohen magnetischen Widerstand besitzt. Die dort herrschende hohe magnetische Feldstärke bewirkt in den umgebenden Leitern Stromverdrängungseffekte, die die Wicklungsverluste gegenüber einer Anwendung mit Pulvermaterial erhöhen (siehe Gl. (3.31)).

Bereits 1892 formulierte C. P. Steinmetz die nach ihm benannte Gesetzmäßigkeit der magnetischen Verluste in Abhängigkeit von der Flussdichte [21]. Untersuchungen haben

seitdem gezeigt, dass diese Verluste nicht – wie von Steinmetz formuliert – allein von der magnetischen Flussdichte B abhängen, sondern auch eine Abhängigkeit von der Frequenz, der Kurvenform des aussteuernden Signals, einem etwaigen DC-Offset sowie der Kernform besteht. Die heute gebräuchliche Form des Steinmetz-Gesetzes lautet:

$$P_{Fe} = V_{Fe} p_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^{e_f} \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_0} \right)^{e_B} \quad (3.43)$$

Dabei gilt im Allgemeinen, dass $e_f \geq 1$ und $e_B \geq 2$. Aus diesem Zusammenhang geht hervor, dass eine Reduktion der magnetischen Flussdichte in der Regel einen größeren Einfluss auf die Verringerung magnetischer Verluste hat als eine Reduzierung der Arbeitsfrequenz. Das bedeutet für den Entwurf eines Transformators, dass zur Minimierung des Bauraums immer eine Erhöhung der Arbeitsfrequenz einer Erhöhung der magnetischen Flussdichte vorzuziehen ist. Moderne Magnetmaterialien für Leistungsübertrager lassen sich heute bis zu Frequenzen von ca. 500 kHz wirtschaftlich einsetzen. Da Hersteller von Magnetwerkstoffen für jedes Material ein Datenfeld der spezifischen Kernverluste in Abhängigkeit vom Scheitelwert der magnetischen Flussdichte sowie der Frequenz angeben, können die beiden Exponenten e_f und e_B problemlos daraus ermittelt werden. Dabei ist zu beachten, dass die ermittelten Exponenten nur innerhalb einer begrenzten Umgebung um den gewählten Arbeitspunkt gültig sind. Bei erheblichem Unterschied in Frequenz bzw. Flussdichte besitzen auch die Exponenten andere Werte. Zur Verdeutlichung ist in Abbildung 3.13 ein Kennlinienfeld für das Material N97 von EPCOS dargestellt (entnommen aus [47]).

Da die o.g. Kennlinien von den Herstellern an Ringkernen aufgenommen werden, ist es nötig, einen sog. Formfaktor k_{form} einzuführen. Dieser beschreibt die Erhöhung der spezifischen magnetischen Verluste bei Verwendung eines von der Ringform abweichenden Kerns. Der Formfaktor kann für jede Kernform aus dem o.g. Kennlinienfeld sowie einer im jeweiligen Datenblatt angegebenen Verlustleistung ermittelt werden. Am Beispiel eines ETD39-Kerns (N97) von EPCOS bedeutet dies (siehe [48]):

$$P_V \leq 5,1 \text{ W} \quad \text{bei} \quad 200 \text{ mT}, 100 \text{ kHz}, 100^\circ\text{C}, V_{Fe} = 11,5 \text{ cm}^3$$

Aus dem Kennlinienfeld erhält man:

$$p_{V_o} = 0,3 \text{ W/cm}^3 \quad \text{für den gleichen Arbeitspunkt}$$

Somit ergibt sich als Formfaktor:

$$k_{form} = \frac{\frac{P_V}{V_{Fe}}}{p_{V_o}} \quad (= 1,5 \text{ für Beispiel}) \quad (3.44)$$

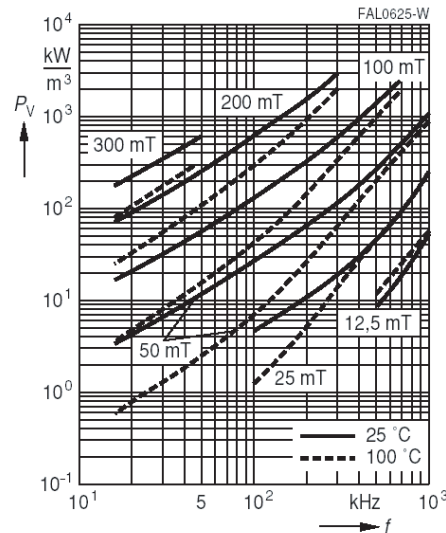


Abbildung 3.13.: Datenfeld N97-Ferritmaterial (EPCOS)

Da die Ringform das Optimum zur Führung des magnetischen Flusses darstellt, sind die Formfaktoren für alle abweichenden Kernformen > 1 . Ecken und Kanten im magnetischen Weg führen zu einer Einschnürung des Flusses und somit zu einer lokal erhöhten Flussdichte mit entsprechend höheren Verlusten. In Abbildung 3.14 sind die Vorgänge veranschaulicht.

Ein weiterer Unterschied zwischen den vom Hersteller zur Verfügung gestellten Datenfeldern und dem Praxiseinsatz ist die Form der magnetischen Aussteuerung. Die Angaben in den Datenblättern beruhen grundsätzlich auf sinusförmiger Aussteuerung. In den Anwendungen, bei denen die Fluss-Zeit-Funktionen von der Sinusform abweichen, sind andere Kernverluste zu erwarten als bei einem reinen Sinus. Dabei sind sowohl höhere (z.B. rechteckförmige Aussteuerung) als auch geringere Verluste (z.B.

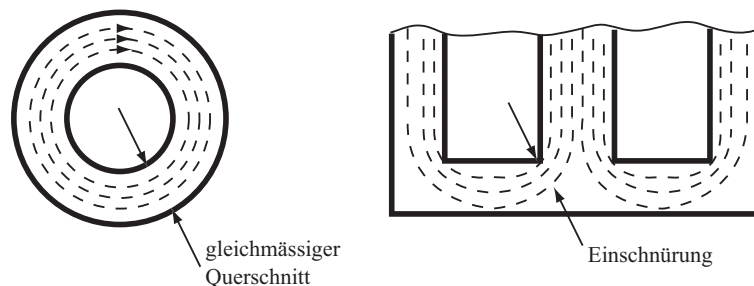


Abbildung 3.14.: Magnetische Pfade im Ring- und ETD-Kern

dreieckförmige Aussteuerung) möglich. Ein Ansatz zur Berechnung der dort auftretenden Verluste ist der in [15] genannte (vgl. auch [22]). Hierbei werden steigende sowie fallende Flanken von B jeweils durch einen Sinus mit der Periodendauer der doppelten Anstiegs- bzw. Abfallzeit angenähert (siehe Abb. 3.15). Als Ergebnis für die Verluste erhält man somit:

$$P_{Fe} = V_{Fe} \left(\frac{1}{c_{rise}} p_{sin\ rise} \frac{T_{rise}}{T} + \frac{1}{c_{fall}} p_{sin\ fall} \frac{T_{fall}}{T} \right) \quad (3.45)$$

wobei c_{rise} und c_{fall} Korrekturfaktoren darstellen, die die Annäherung der tatsächlichen Kurvenform durch sinusförmige Verläufe berücksichtigen. Sie lassen sich ermitteln aus:

$$c = \frac{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi \right)^{e_f} d\varphi}{\frac{\pi}{2}} \quad (3.46)$$

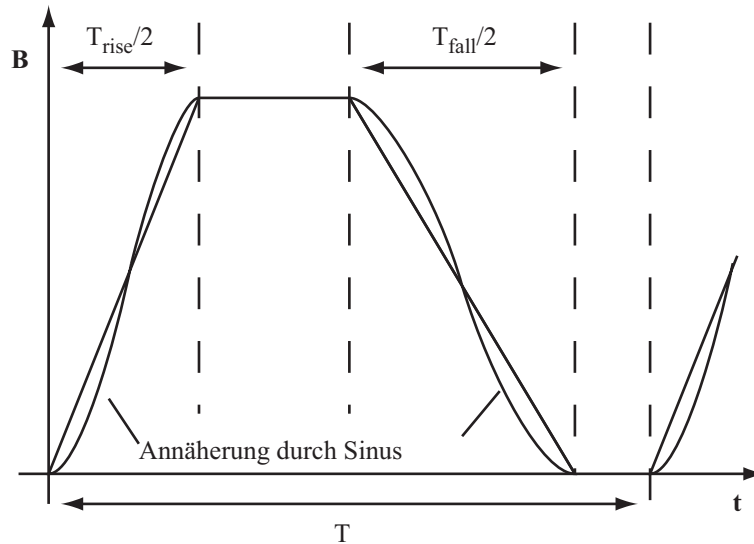


Abbildung 3.15.: Annäherung nichtsinusförmiger Verläufe

Einen z.Zt. noch relativ unerforschten Einflussfaktor auf die Kernverluste stellt ein etwaiger Gleichanteil bei der Magnetisierung des Kerns dar. Es ist zu beobachten, dass die anfallenden Verluste bei konstanter Temperatur und Frequenz proportional zur Höhe des Gleichanteils der Magnetisierung zunehmen. Dieser Effekt wächst überproportional an mit Verringerung der wechselnden magnetischen Aussteuerung ΔB . Das Verhältnis zwischen spezifischer Verlustleistung bei reiner Sinusaussteuerung und solcher mit zusätzlichem Gleichanteil wird als *Displacementfaktor* bezeichnet. Da der

Effekt im Normalfall für die magnetischen Verluste einer Anwendung keine entscheidende Rolle spielt und auch erst seit relativ kurzer Zeit beobachtet und erforscht wird, existieren dazu noch keine allgemeingültigen mathematischen Beschreibungen. Aus diesem Grund wird er hier nicht weiter berücksichtigt.

3.2. Sekundärseitige Gleichrichtung

Auf den Ausgangsgleichrichter entfällt ein nicht zu vernachlässigender Anteil der in einem Schaltnetzteil auftretenden Verluste. Diese können bis zu einem Viertel der Gesamtverlustleistung betragen [41]. Die anfallenden Verluste teilen sich in Durchlassverluste und Schaltverluste auf, die beide erhebliche Größenordnungen annehmen können. Ausschlaggebend hierfür ist zum einen die Wahl der eingesetzten Diode(n) und zum anderen die Betriebsart und der Arbeitspunkt des Schaltnetzteils. Wird die Schaltung im CCM betrieben, so sind aufgrund des kleineren Stromeffektivwertes geringere Durchlassverluste zu erwarten als im DCM. Andererseits werden die Schaltverluste über denen im DCM liegen, da die Diode den sekundärseitigen Transformatorstrom ausschalten muss.

Durch den Einsatz geeigneter Dioden können die Ausschaltverluste erheblich minimiert werden. Hier bietet sich der Einsatz von Schottky-Dioden an, da diese im Vergleich zu herkömmlichen bipolaren Dioden sowohl geringere Durchlass- ($u_F \geq 0,5 \text{ V}$) als auch Ausschaltverluste aufweisen. Für hohe Spannungsclassen, in denen aufgrund ihrer relativ niedrigen Durchbruchspannungen (bis ca. 250 V) keine Schottky-Dioden mehr einsetzbar sind, kommen sog. *Ultra-Fast Dioden* (z.B. *Turboswitch* von ST Microelectronics oder *FRED* von IXYS) in Frage. Diese sind für Spannungen bis 1800 V erhältlich und besitzen entsprechend höhere Flussspannungen bis zu 1,5 V. Die Vorteile der beiden vorgenannten Diodentypen vereinen die seit kurzem auf dem Massenmarkt erhältlichen Silicium-Carbid-Schottky-Dioden von z.B. *Infineon* (*thinQ!-Diodes*). Aufgrund des größeren Bandabstands von SiC im Vergleich zu reinem Silicium besitzen diese Bauteile höhere Sperrspannungsfestigkeiten trotz eines niedrigeren Durchlassspannungsabfalls. Da die SiC-Dioden als weitere nur minimale Sperrschichtkapazitäten aufweisen, zeigen sie beim Ausschalten nur einen äußerst geringen kapazitiven Umladestrom.

3.2.1. Beanspruchungen im Flyback-Converter

Neben der Wahl der Diodenart und -spannungsklasse steht der Schaltnetzteilentwickler noch vor dem Problem, eine Diode mit der für seine Anwendung passenden Stromklasse auszuwählen. Hierbei ist zu beachten, dass die zu den Bauteilen gemachten Angaben in den Datenblättern von Hersteller zu Hersteller unterschiedlich sind. Die angegebenen Stromwerte können Gleichwerte, Effektivwerte oder Mittelwerte bei vorgegebener Kurvenform und Tastverhältnis sein. In Tabelle 3.4 sind beispielhaft die verschiedenen Dimensionierungsgrößen für eine Gleichrichterdiode in einer Flyback-Anwendung angegeben.

Beispielhafte Dimensionierung für Flyback-Converter:

Eingangsspannung:	400 V
Ausgangsspannung:	48 V
Leistung:	400 W
Stromripple:	0,3
Transformator-Übersetzungsverhältnis:	$\frac{n_1}{n_2} = \frac{3}{1}$

$1 - D$	u_{Dmin}	\bar{i}_D	\bar{i}_{Don}	i_{Deff}	i_{Dpeak}
0,735	181,3 V	8,3 A	11,3 A	9,7 A	13,0 A

Tabelle 3.4.: Beispielhafte Richtwerte für Diodendimensionierung

Vor allem bei einem für die Diode ungünstigen Tastverhältnis weichen der Mittelwert und der Effektivwert des Diodenstroms stark voneinander ab. Dieser Sachverhalt ist für das gegebene Beispiel in Abbildung 3.16 dargestellt. Deshalb ist es in solchen Anwendungsfällen notwendig, den Effektivwert des von der Diode zu führenden Stroms oder seinen Mittelwert bezogen auf die Zeit, in der die Diode leitend ist (\bar{i}_{Don}), zu kennen und die Diode danach auszuwählen. Es hat sich in der Praxis bewährt, zur Sicherheit den Stromeffektivwert mit dem Faktor 2 zu bewerten und eine Diode dieser Stromklasse und der entsprechenden Spannungsklasse einzusetzen. Für das obige Beispiel wäre eine Ultrafast-Doppeldiode *STTH2003C* ($2 \cdot 10$ A, 300 V) von ST Microelectronics oder eine SiC-Doppeldiode *SDP20S30* ($2 \cdot 10$ A, 300 V) von *Infineon* eine geeignete Wahl.

Während der Einschaltdauer des Schalters muss die Gleichrichterdiode die auf die Sekundärseite transformierte Eingangsspannung zuzüglich der Ausgangsspannung sperren. Dieser Wert stellt die Mindestanforderung an die Spannungsklasse der Diode dar.

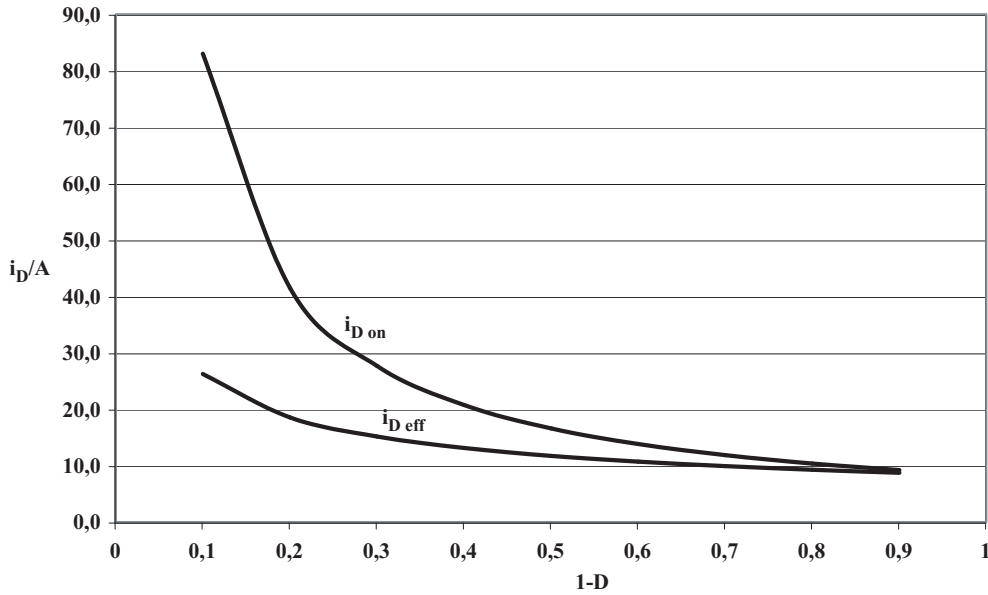


Abbildung 3.16.: Abhängigkeit des Diodenstroms vom Tastverhältnis bei konstantem Ausgangsstrom

Je nach der Auslegung des eingesetzten Diodensubbers muss in der Praxis noch eine Spannungsreserve von ca. 25 % dieses Wertes dazugerechnet werden, um transiente Überspannungen mit zu berücksichtigen. In der Off-Zeit des Schalters führt die Diode die Summe aus Laststrom und Kondensatorstrom. Dieser Wert ist für die Wahl der Stromtragfähigkeit der einzusetzenden Diode ausschlaggebend. Der Wert erhöht sich in der Praxis noch um die Hälfte des eingestellten Stromripples.

$$u_D \geq u_{in} \frac{n_2}{n_1} + u_{out} + u_{res} \quad (3.47)$$

$$i_D \geq \frac{\bar{i}_{out}}{D} \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (3.48)$$

3.2.2. Auftretende Verluste

Die in einer Diode entstehenden Verluste lassen sich als Summe von Durchlass-, Schalt- sowie Sperrverlusten berechnen [42][43]. Die Einschaltverluste können dabei in der Praxis vernachlässigt werden, da sie erheblich geringer sind als z.B. Ausschalt- oder Durchlassverluste.

$$P_D = P_{D\ on} + P_{D\ sw} + P_{D\ off} \quad (3.49)$$

Wobei gilt:

$$P_{D\ on} = u_{D\ to} \cdot \bar{i}_{out} + R_D \cdot i_{D\ eff}^2 \quad (3.50)$$

Der Ausdruck basiert auf der Annäherung der Durchlasskennlinie von Dioden durch den Zusammenhang

$$u_D = u_{Dto} + i_D \cdot R_D, \quad (3.51)$$

in dem u_{Dto} die Schwellspannung der Diode gemäß Datenblatt und R_D der angenäherte Durchlasswiderstand der Diode ist. Beide Werte sind aus den entsprechenden Datenblättern der Halbleiterhersteller entnehmbar. Weitere simulative Untersuchungen zum Durchlassverhalten sind in Abschnitt 3.4.3 zu finden.

Die Ausschaltverluste ergeben sich zu

$$P_{Dsw} = 0,5 \cdot i_{RR} \cdot u_{block} \cdot t_b \cdot f \quad (\text{siehe Abb. 3.17}) \quad (3.52)$$

Und die Verluste im sperrenden Zustand der Diode betragen

$$P_{Doff} = u_{block} \cdot i_{DR} \cdot D, \quad (3.53)$$

wobei i_{DR} den Sperrstrom der Diode bezeichnet. In der Regel können auch die Sperrverluste für Schaltnetzteile in der Praxis vernachlässigt werden. D ist grundsätzlich auf den Schalter bezogen angegeben. Das Dioden-Tastverhältnis entspricht somit in der Flyback-Anwendung $1 - D$.

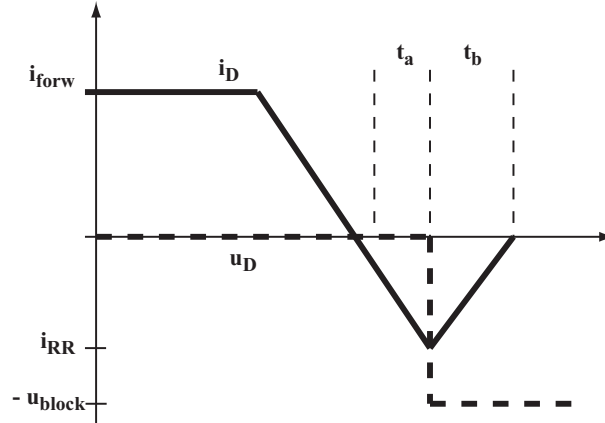


Abbildung 3.17.: Ermittlung der Dioden-Ausschaltverluste

Das Schaltverhalten des Schalters und der Diode beeinflussen sich im Flyback-Converter gegenseitig. Besitzt die Diode beispielsweise eine ausgeprägte Rückstromspitze, so ist diese auch als Stromspitze im Drainstrom des Schalters zu sehen und vergrößert somit die Einschaltverluste des Schalters. Ebenso ist es möglich, durch gezielte Verlangsamung des Einschaltvorganges am Schalter (größerer Gatevorwiderstand) die

Ausschaltspannungsspitze an der Diode zu reduzieren. Annähernd optimales Verhalten hinsichtlich der Schaltvorgänge liegt beim Einsatz von SiC-Dioden vor. Bedingt durch die minimalen Sperrschichtkapazitäten treten kaum Umladeströme auf. Dies ist v.a. im Hinblick auf weitere Erhöhungen der Schaltfrequenzen in Stromversorgungen von Vorteil. In [25] wird der Einsatz herkömmlicher und moderner Epitaxialdioden sowie einer SiC-Diode in einer Boost-PFC ausführlich untersucht. Dabei wird deutlich, dass die Wahl einer geeigneten Diode einen nicht zu unterschätzenden Einfluss auf den Gesamtwirkungsgrad der Anwendung hat (im konkreten Fall eine Verbesserung um bis zu 1,5 % unter Verwendung der SiC-Diode)[25][26].

3.3. Ausgangskondensator

Aluminium-Elektrolytkondensatoren stellen auf dem Schaltnetzteilmarkt den Standard für große DC-Energiezwischenspeicher dar. Gründe hierfür sind die hohe Energiedichte, große zulässige Ripple-Ströme sowie ein gutes Preis/Leistungs-Verhältnis [36][37].

3.3.1. Beschreibung der physikalischen Eigenschaften

Um das Frequenzverhalten des Kondensators sowie die entstehenden inneren Verluste erklären zu können, muss das Bauteil durch ein Ersatzschaltbild beschrieben werden. Dieses besteht aus einer Reihenschaltung von $C || R_{LC}$, R_{ESR} und L_{ESL} (siehe Abb. 3.18). R_{LC} bezeichnet einen Widerstand, der sich durch den Leckstrom bei einer bestimmten Spannung über dem Kondensator ergibt. Da der Einfluss des Leckstroms im Vergleich zu den Verlusten durch Umladevorgänge verschwindend gering ist, wird er in den folgenden Betrachtungen nicht weiter berücksichtigt [37]. Die Impedanz des Kondensators berechnet sich somit zu:

$$Z = R_{ESR} + j \left(\omega L_{ESL} - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (3.54)$$

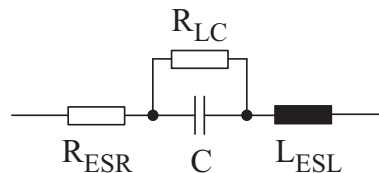


Abbildung 3.18.: Ersatzschaltbild eines AL-Elektrolytkondensators

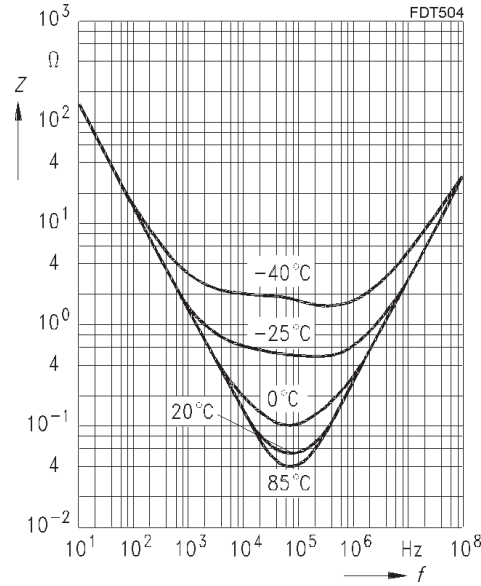


Abbildung 3.19.: Typischer Impedanzverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz (aus [36])

Im unteren Frequenzbereich ($< 1 \text{ kHz}$) kann dieser Ausdruck zu $Z = R_{ESR} - j \frac{1}{\omega C}$ vereinfacht werden (Abb. 3.19). Das Verhalten wird maßgeblich vom kapazitiven Anteil bestimmt, die Impedanz sinkt mit steigender Frequenz. Bei der Resonanzfrequenz des Kondensators löschen sich kapazitiver und induktiver Anteil gegenseitig aus ($\omega L_{ESL} = \frac{1}{\omega C}$) und das Bauelement zeigt ausschließlich ohmsches Verhalten bis schließlich mit weiter zunehmender Frequenz der Einfluss der Ersatzserieninduktivität L_{ESL} dominant wird und die Impedanz Z des Kondensators ansteigt ($Z = R_{ESR} + j \omega L_{ESL}$).

Der Verlustfaktor $\tan \delta$ gibt das Verhältnis aus Ersatzserienwiderstand und Kapazität an:

$$\tan \delta = R_{ESR} \cdot \omega C \quad (3.55)$$

Dieser Faktor wird umso größer, je höher die Frequenz ist, mit der der Kondensator ge- und entladen wird und je niedriger die Temperatur ist (Abb. 3.20). Für einen sinusförmigen Ripplestrom mit der Frequenz ω lassen sich somit die im Kondensator anfallenden Verluste abschätzen:

$$P_{C \sin} = R_{ESR \omega} \cdot i_{rip \text{ eff } \omega}^2 = \frac{\tan \delta_{\omega \vartheta}}{\omega C_{\omega \vartheta}} i_{rip \text{ eff } \omega}^2 \quad (3.56)$$

Hierbei ist zu beachten, dass die Kapazität C kein statischer Wert ist, sondern ebenfalls von der Temperatur sowie der Betriebsfrequenz abhängt. Abbildung 3.21 veranschaulicht die Zusammenhänge.

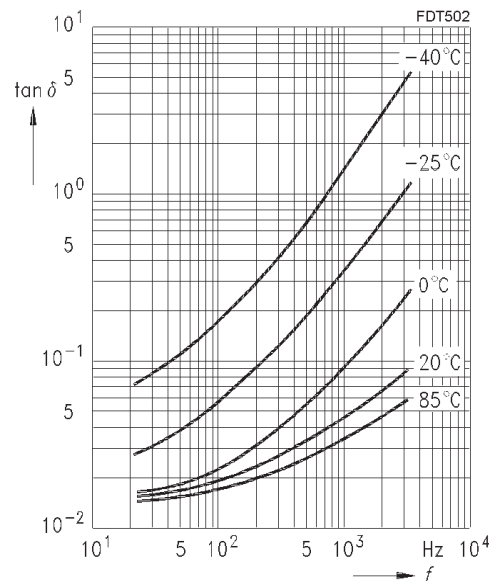


Abbildung 3.20.: Typische Abhängigkeit des $\tan \delta$ von Frequenz und Temperatur [36]

Der zulässige Maximalwert des Ripplestroms sowie der maximale $\tan \delta$ werden von den Kondensatorherstellern in den Datenblättern ihrer Produkte angegeben. Diese Werte gelten jeweils für eine bestimmte Frequenz und Temperatur. Davon abweichende Betriebspunkte können mit Hilfe der in den Datenblättern angegebenen Graphen berechnet werden. Die für den Ripplestrom enthaltenen Angaben bezeichnen grundsätzlich den Effektivwert eines sinusförmigen Stromverlaufs. In der Praxis treten jedoch

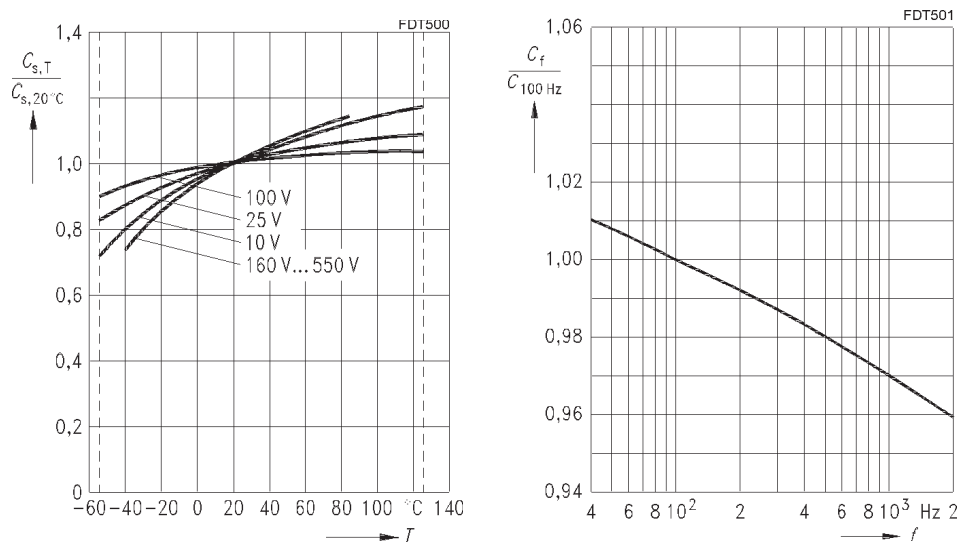


Abbildung 3.21.: Einflussfaktoren auf die Kapazität (aus [36])

größtenteils nicht-sinusförmige Lade- und Entladeströme auf. Die exakte Berechnung der im Kondensator auftretenden Verluste durch den Ladestrom muss somit über eine Fourier-Analyse des Ladestromes und Aufsummierung der einzelnen Frequenzanteile erfolgen:

$$P_C = \sum_{\nu=1}^n \frac{\tan \delta_{\nu f_0 \vartheta}}{2\pi\nu f_0 C_{\nu f_0 \vartheta}} i_{\nu eff}^2 \quad (3.57)$$

3.3.2. Kondensatorverluste

Wie sich zeigen lässt, kann die o.g. Verlustberechnung für den Praxisgebrauch stark vereinfacht werden: Es wird zunächst angenommen, dass sich der Verlustfaktor $\tan \delta$ pro Frequenzdekade verzehnfacht (Abb. 3.20, 3.21) und die Kapazität konstant ist. Sowohl $\tan \delta$ als auch C seien unabhängig von der Temperatur. Unter der Annahme, dass der Kondensatorstrom den in Abbildung 3.22 gezeigten Verlauf hat ($C \rightarrow \infty$) und der Laststrom konstant ist (Entladestrom $i_{C-} = i_{out}$), erhält man durch eine Fourier-Analyse bis zur 20ten Harmonischen die in Abb. 3.23 beispielhaft gezeigten Frequenzspektren für den Flyback-Converter.

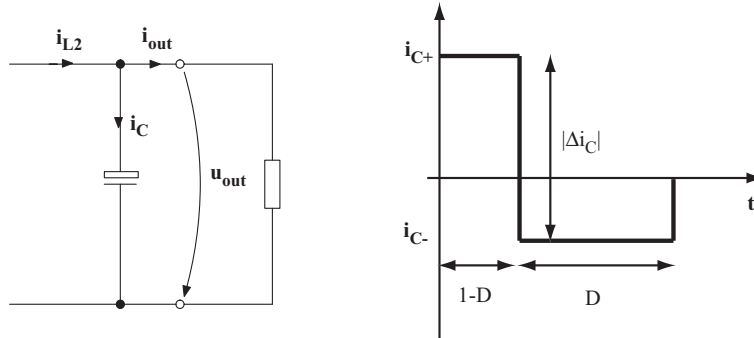


Abbildung 3.22.: Angenommener Verlauf des Kondensatorstroms in Flyback-Anwendung

Je größer D bei konstantem Laststrom wird, umso höher wird sowohl der Effektivwert als auch der Einfluss der ganzzahligen harmonischen Frequenzanteile auf die entstehenden Kondensatorverluste, da in kürzerer Zeit ein höherer Strom den Kondensator auflädt:

$$i_{C+} = i_{out} \frac{D}{1-D} \quad (3.58)$$

Der Effektivwert dieser Stromform berechnet sich zu:

$$i_{C eff} = \sqrt{(1-D) i_{C+}^2 + D i_{C-}^2} \quad (3.59)$$

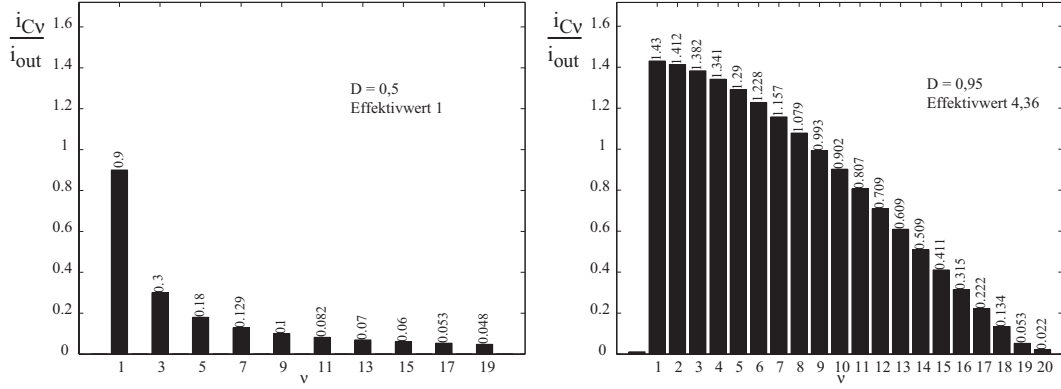


Abbildung 3.23.: Frequenzspektren der Kondensatorströme ohne Filterdrossel für unterschiedliche Tastverhältnisse bezogen auf i_{out}

Ein Vergleich der mittels Fourier-Analyse berechneten Verluste (Gl. (3.57)) mit dem Ausdruck $i_{C\,eff}^2 \cdot R_{ESR\,f_0}$ liefert einen von D abhängigen Korrekturfaktor für die anfallende Verlustleistung. $R_{ESR\,f_0}$ beschreibt den Ersatzserienwiderstand bei der Grundfrequenz f_0 (Schaltfrequenz). Somit ergibt sich zur Berechnung der Kondensatorverluste aus dem Effektivwert von i_C folgende empirische Beziehung:

$$P_C \approx i_{C\,eff}^2 \cdot R_{ESR\,f_0} \cdot k_{RE} \quad (3.60)$$

wobei gilt:

$$k_{RE} = \begin{cases} 1,18 \frac{1}{\sqrt{D}} & : D \leq 0,5 \\ 1,18 \frac{1}{\sqrt{1-D}} & : D > 0,5 \end{cases} \quad (3.61)$$

Einsetzen der Gl. (3.58) und (3.59) in (3.60) ergibt:

$$P_C \approx \begin{cases} i_{out}^2 R_{ESR\,f_0} \cdot 1,18 \frac{D}{\sqrt{D}} \left(\frac{D}{1-D} + 1 \right) & : D \leq 0,5 \\ i_{out}^2 R_{ESR\,f_0} \cdot 1,18 \frac{D}{\sqrt{1-D}} \left(\frac{D}{1-D} + 1 \right) & : D > 0,5 \end{cases} \quad (3.62)$$

In Tabelle 3.5 ist ein Vergleich der Ergebnisse von Gl. (3.57) (berechnet für typische Werte gebräuchlicher Elektronlytkondensatoren) mit solchen aus Gl. (3.62) aufgeführt. Daraus geht hervor, dass die Berechnung mit dem empirisch gewonnenen Ausdruck im Bereich $0,05 \leq D \leq 0,95$ genügend genau ist, um in der Praxis die Verluste abschätzen zu können ohne eine Fourier-Analyse des Kondensatorstroms durchführen zu müssen. Die Verlustleistung p_C ist in der Tabelle auf die Normierungsbasis $P_{C\,norm} = i_{out}^2 \cdot R_{ESR\,f_0}$ bezogen.

Je größer das Tastverhältnis in einer Flyback-Anwendung ist, umso höher sind die Belastungen, denen der Ausgangskondensator ausgesetzt ist. Da es sich beim Flyback-Converter um eine Schaltung mit einem *virtuellen Stromzwischenkreis* handelt, können

D	$\frac{i_{C+}}{i_{out}}$	$\frac{i_{C\,eff}}{i_{out}}$	$\frac{p_C}{p_{C\,norm}}$ exakt	$\frac{p_C}{p_{C\,norm}}$ vereinfacht	Fehler
0,95	19,00	4,36	99,01	100,27	1,2 %
0,90	9,00	3,00	31,50	33,58	6,6 %
0,80	4,00	2,00	9,50	10,55	11,2 %
0,50	1,00	1,00	1,73	1,67	-3,6 %
0,20	0,25	0,50	0,59	0,66	11,2 %
0,10	0,11	0,33	0,39	0,41	6,6 %
0,05	0,05	0,23	0,27	0,28	1,2 %

Tabelle 3.5.: Vergleich exakter und genäherter normierter Verluste im Elektrolytkondensator

die Kondensatorverluste nicht durch eine zusätzliche vorgeschaltete Drossel verringert werden. Die Parameter Tastverhältnis und Ausgangsstrom beeinflussen maßgeblich die Strombelastung des Ausgangskondensators.

Das vorgestellte Verfahren zur empirischen Berechnung der auftretenden Kondensatorverluste stellt für den Entwickler eine starke Vereinfachung zur Dimensionierung der kapazitiven Energiespeicher dar. Es ist damit möglich, eine für die Schaltungsentwicklung genügend genaue Abschätzung der zu erwartenden Verluste in Elektrolytkondensatoren durchzuführen, ohne eine Fourieranalyse des Stroms durchführen oder eine Vielzahl von Parametern aus den Datenblättern der Kapazitäten herausuchen zu müssen. Die durch Vereinfachungen bedingten Ungenauigkeiten des Berechnungsverfahrens betragen maximal 11 %. Hierbei werden die tatsächlich auftretenden Verluste i. d. R. kleiner sein als die berechneten, was eine zusätzliche Sicherheit für den Anwender des Näherungsverfahrens bedeutet.

3.4. Simulation des Flyback-Converters

Die in den vorangegangenen Kapiteln erarbeiteten theoretischen Zusammenhänge bilden zusammen mit den durchgeführten praktischen Untersuchungen an Flyback-Versuchsträgern die Basis für weiterführende Simulationen. Von den Einflussfaktoren auf die Verlustleistung von Flyback-Topologien, die in den vorangegangenen Kapiteln aufgezeigt wurden, bieten die Halbleiter die größten Freiheitsgrade, um die Eigenschaften der zu untersuchenden Schaltung maßgeblich zu variieren. Der Schwerpunkt der simulativen Untersuchungen in diesem Abschnitt liegt daher auf der Frage, welche Schlüsseigenschaften Halbleiter in einem Flyback-Converter besitzen müssen, um diesen mit

einem maximalen Wirkungsgrad zu betreiben. Für die Simulationen werden die Eigenschaften der passiven Bauelemente, wie z. B. Transformator und Ausgangskondensator, als gegeben angenommen.

3.4.1. Beschreibung des Flyback-Simulationsmodells

Die Simulation erfolgt mit *MATLAB/Simulink* auf Basis der in den vorangegangenen Kapiteln aufgezeigten mathematischen Zusammenhänge. Auf die Verwendung von bereits in der Simulationssoftware enthaltenen Modellen für Halbleiter oder passive Bauelemente wird bewusst verzichtet. Zum einen ist dies vorteilhaft, um im Bedarfsfall den Detaillierungsgrad des Modells und damit die Rechenzeit reduzieren zu können und zum anderen, um eine maximale Flexibilität hinsichtlich der Modellierung des Schaltverhaltens zu erhalten, die vorgefertigte Modelle nicht immer bieten können.

Der Flyback-Converter lässt sich als ein verkettetes System von Differentialgleichun-

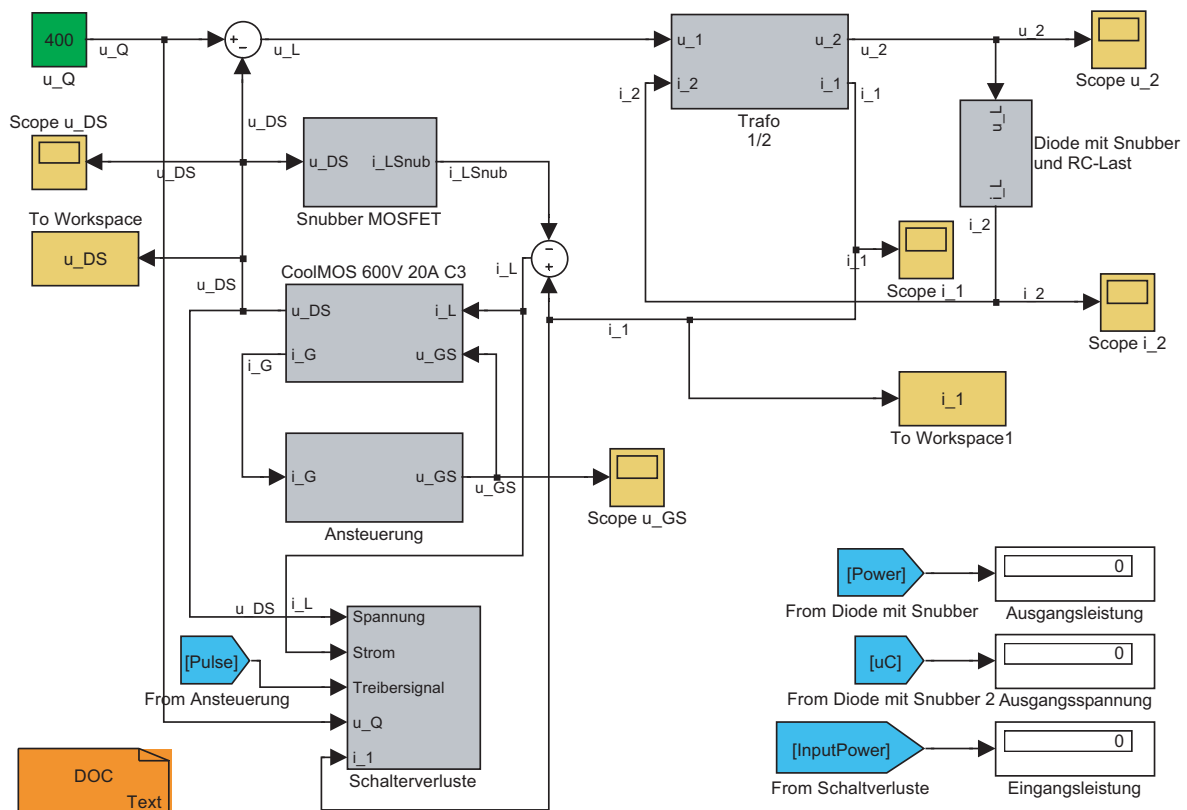


Abbildung 3.24.: Flyback-Converter in *Simulink* (oberste Modellebene)

gen zweiter Ordnung darstellen. Diese wurden für eine übersichtliche und anwendungsfreundliche Gestaltung nicht direkt als Gleichungssysteme in *MATLAB*, sondern im grafischen Werkzeug *Simulink* umgesetzt. Hierdurch wird u. a. die Möglichkeit eröffnet, zusammengehörige Untersysteme von Gleichungen in sogenannte *Subsystems* zu gruppieren und das Gesamtmodell durch entsprechende Gruppierung und Farbgebung übersichtlich zu strukturieren. Die Oberfläche für den Anwender ähnelt damit der von rein grafischen Simulationswerkzeugen. Abbildung 3.24 zeigt die oberste Ebene des Simulationsmodells für den Flyback-Converter in *Simulink*. Die Darstellung der Untersysteme (z. B. Ansteuerung, Transformator oder Snubber) ist in Anhang A.3.1 zu finden.

Die farbliche Darstellung der Blöcke wurde entsprechend ihrer Funktion gewählt, um ein schnelles Auffinden von relevanten Eingabegrößen, Ausgabegrößen sowie Untersystemen zu ermöglichen. Der verwendete Farbcode ist in Tabelle 3.6 aufgeführt.

Blockfarbe	Funktion
grün	Eingabegröße
gelb	Ausgabegröße für Visualisierung bzw. zum Abspeichern
blau	Eingangsgröße für Austausch von Variableninhalten zwischen verschiedenen (Unter-)Systemen
rot	Ausgangsgröße für Austausch von Variableninhalten zwischen verschiedenen (Unter-)Systemen
grau	Untersystem, das weitere Berechnungen auf Basis der Eingangsgrößen ausführt (<i>Subsystem</i>)
orange	Dokumentation zum jeweiligen Simulationsmodell

Tabelle 3.6.: Farbcode für Blöcke im Simulationsmodell

Die Ansteuerung des Flyback-Wandlers besteht aus einem PWM-Spannungssignal, das unter Berücksichtigung parasitärer Elemente und des Gatevorwiderstands auf das Gate des Leistungshalbleiters geführt wird. Für die korrekte Berechnung der Gate-Source-Spannung wird der Gatestrom aus dem MOSFET-Modell in das Subsystem der Ansteuerung zurückgeführt. Aus der Gate-Source Spannung werden im MOSFET-Modell zusammen mit dem Laststrom und den einstellbaren Parametern des Halbleiterschalters die Ausgangsgrößen Gatestrom und Drain-Source-Spannung berechnet.

Das Modell des Transistors selbst besteht aus drei Kapazitäten sowie einer von Gate-

und Drain-Source-Spannung abhängigen Stromquelle. Diese kann aus Datenblattwerten des jeweiligen Halbleiters erstellt werden. Die Werte der drei MOSFET-Kapazitäten wurden aus Datenblättern sowie aus dem Abgleich mit praktischen Messungen ermittelt (Kapazitätsmessungen, Vergleich von Schaltverläufen). Ziel war, einen Ausgangspunkt für die Simulation herzustellen, der bezüglich der auftretenden Verluste in identischen Arbeitspunkten möglichst gut mit der realen Schaltung übereinstimmt. Auf die Modellierung der Spannungsabhängigkeiten der Kapazitäten des Transistors wurde verzichtet, da eine solche Nachbildung sich in erheblich längeren Simulationszeiten niederschlägt und sich grundlegende Aussagen über das Verhalten bei kleinen oder großen Kapazitätswerten auch aus einem statischen Modell ableiten lassen. Parasitäre Anschlussinduktivitäten und -widerstände werden im Halbleitermodell ebenfalls berücksichtigt.

Aus der Zwischenkreisspannung und der Drain-Source-Spannung wird die an der Primärseite des Transformators anliegende Spannung ermittelt. Diese bildet zusammen mit dem sekundärseitigen Laststrom die Eingangsgrößen für das Subsystem Transformator. Darin werden unter Berücksichtigung von Haupt- und Streuinduktivitäten, Übersetzungsverhältnis sowie parasitären Elementen der primärseitige Strom und die Ausgangsspannung des Übertragers berechnet. Diese stellt die Eingangsgröße für die Diodengleichrichtung und Last dar.

Die Gleichrichterdiode wird durch eine spannungsabhängige Stromquelle parallel zu einer spannungsabhängigen Kapazität nachgebildet. Analog zum MOSFET sind die Werte aus Datenblatt und Vergleich von Simulationsmodell mit realem Schaltungsverhalten ermittelbar. Ausgangsgröße der Diode ist ein Strom, der durch einen Kondensator geglättet wird und die ohmsche Last versorgt.

Sowohl für den MOSFET als auch für die Diode existieren im Simulationsmodell Snubber-Subsysteme, die RC-Glieder zur Bedämpfung von Schwingungsvorgängen beim Schalten enthalten. Durch geeignete Auslegung der Snubber können die Spannungsspitzen an Schalter und Diode auf die jeweils zulässigen Maximalwerte begrenzt werden. Die in den Snubber-Netzwerken anfallende Verlustenergie pro Schaltperiode wird einzeln berechnet und kann für Vergleiche verschiedener Arbeitspunkte mit herangezogen werden. Die Ermittlung der Verlustleistung und -energie in den Halbleitern erfolgt durch Berechnung der Momentanleistung über dem Bauteil und Integration über die Schaltperiode. Die entstehenden Verläufe erlauben eine Differenzierung zwischen Einschalt-, Ausschalt- und Durchlassverlusten.

Für die hier durchgeführten simulativen Untersuchungen sind als Ergebnisse nicht die absoluten Zahlenwerte selbst von Interesse, sondern vielmehr der Vergleich dieser

Werte und Verläufe in Modellen mit unterschiedlichen Parametern, wie z.B. Kapazitätswerten oder Sperrspannungen der Halbleiter. Ausgangspunkt bildet die Flyback-Schaltung, mit der aus 400 V Eingangsspannung eine Ausgangsspannung von 48 V bei einer Ausgangsleistung von 600 W bereitgestellt werden soll. Als Halbleiterschalter wird der o.g. *SPP20N60C3* (600 V, 20 A) nachgebildet und als Diode auf der Sekundärseite eine *SDP20S30* (SiC-Doppeldiode von *Infineon*, 300 V, 20 A) verwendet. Als Vergleichsreferenz für die Simulation wurde das Modell bezüglich Schaltverhalten und Verlusten zunächst möglichst gut auf das Verhalten der realen Testschaltung angepasst. Im zweiten Schritt wurden von diesem Referenzmodell ausgehend die unterschiedlichen Halbleitereigenschaften variiert. Die erzielten Kurvenverläufe im stationären Zustand der Modelle sind im Anhang ab Seite 149 abgebildet.

3.4.2. Variation der parasitären Kapazitätswerte der Halbleiter

In Abbildung 3.25 ist das Modell für MOSFETs zu sehen, das der Simulation zu Grunde liegt. Mit C_{GS} , C_{DG} und C_{DS} sind die drei typischen parasitären Kapazitäten zwischen den Anschlüssen eines solchen Bauteils bezeichnet. Ihre Größenordnung für reale Halbleiter kann aus dem entsprechenden Datenblatt entnommen werden. Meist sind dort die Werte für C_{iss} , C_{oss} und C_{rss} angegeben, aus denen das Verhalten der Halbleiter mit

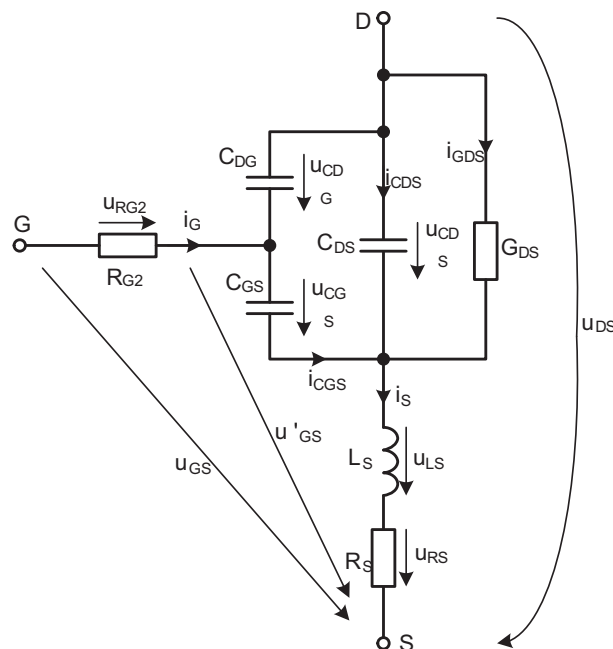


Abbildung 3.25.: Ersatzmodell für die Simulation eines MOSFET

einer Dreieckschaltung von Kapazitäten nachgebildet werden kann. Die hier benötigten Werte lassen sich aus den Datenblattangaben berechnen:

$$C_{DS} = C_{oss} - C_{rss} \quad (3.63)$$

$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (3.64)$$

$$C_{DG} = C_{rss} \quad (3.65)$$

Je nach Anwendungsfall kann es nötig sein, anstelle der o.g. Datenblattwerte auf Kapazitäts- oder Ladungswerte zurückzugreifen, die vom Halbleiterhersteller für energetische oder zeitliche Betrachtungen zur Verfügung gestellt werden. Dies bedeutet, dass für den Fall eines *SPP20N60C3* von *Infineon* anstelle von 2350 pF nur ca. 200 pF an Gate-Source-Kapazität eingesetzt werden müssen. Der Grund für diese großen Unterschiede in den zu verwendenden charakteristischen Werten liegt darin, dass die Größen im realen Halbleiter alle erhebliche Spannungs- und Stromabhängigkeiten aufweisen und sich somit nur für ausgewählte Arbeitspunkte charakteristische Werte angeben lassen. Je nach Verwendungszweck (z.B. Darstellung zeitlicher Verläufe oder Berechnung von Schaltverlusten) muss hier mit dem einen und dort mit dem anderen Datenblattwert gearbeitet werden.

Zu jeder Vergleichssimulation sind im Anhang A.3.2 die entsprechenden Grafiken der Schalt- und Verlustverläufe enthalten. In den folgenden Tabellen sind jeweils die vorgegebenen Kapazitätswerte sowie die damit erzielten kumulativen Verluste an Schalter und Diode für eine Pulsperiodendauer enthalten. Diese beinhalten Einschalt-, Durchlass- sowie Ausschaltverluste. Bezüglich der Variation der Gate-Source-Kapazität lassen sich somit folgende Erkenntnisse gewinnen (w_{MOS} bezeichnet generell die Schalterverluste, w_{Diode} die Verluste in der Diode und η den Gesamtwirkungsgrad der Schaltung):

	Referenzmodell $C_{GS} = 1000 \text{ pF}$	$C_{GS} = 5000 \text{ pF}$	$C_{GS} = 50000 \text{ pF}$	$C_{GS} = 100 \text{ pF}$
η	0,87	0,88	0,84	0,80
w_{MOS}	130 μJ	80 μJ	450 μJ	300 μJ
w_{Diode}	85 μJ	85 μJ	105 μJ	80 μJ

Tabelle 3.7.: Variation von C_{GS}

Verglichen mit dem Ausgangszustand bewirkt eine Erhöhung von C_{GS} zunächst eine Verringerung der Ausschaltverluste im Schalter. Ursache hierfür ist das Abnehmen der

Schwingungsvorgänge von Drain-Source-Spannung und -Strom beim Schalten mit zunehmender Kapazität. Bei weiterer Kapazitätserhöhung spielen Schwingungsvorgänge für die Schaltverluste keine Rolle mehr, sowohl die Ein- als auch die Ausschaltverluste werden durch den nun langsameren Schaltvorgang selbst bestimmt. Eine deutliche Verkleinerung von C_{GS} bewirkt schnellere Schaltvorgänge und eine Zunahme der hochfrequenten Schwingungen am Gate. Das Resultat sind erhöhte Ein- und Ausschaltverluste am Schalter. Ob derartige Schwingungsvorgänge in realen Schaltungen eine Rolle spielen und in welchen Betriebspunkten sich diese zeigen, hängt von Faktoren wie Größe des Gatevorwiderstandes, Art des eingesetzten Halbleiterschalters, Höhe der Zwischenkreisspannung sowie parasitären Elementen der Schaltung ab. Deutliche Schwingungsvorgänge am Gate sind der Grund für die plötzliche Zunahme von Schaltverlusten bei Einsatz eines zu geringen Gatevorwiderstandes, wie sie auch bei den praktischen Untersuchungen zum Gatevorwiderstand in Abschnitt 3.1.2 zu beobachten sind. Mit der Wahl eines geeigneten Wertes für den Gatevorwiderstand ist es möglich, den Schwingungsvorgängen am Gate entgegenzuwirken und dennoch die Schaltvorgänge nicht entscheidend zu verlangsamen.

Für eine Variation der Drain-Source-Kapazität zeigen sich die folgenden Abhängigkeiten:

	Referenzmodell $C_{DS} = 70 \text{ pF}$	$C_{DS} = 700 \text{ pF}$	$C_{DS} = 10 \text{ pF}$
η	0,87	0,80	0,87
w_{MOS}	$130 \mu\text{J}$	$480 \mu\text{J}$	$110 \mu\text{J}$
w_{Diode}	$85 \mu\text{J}$	$90 \mu\text{J}$	$85 \mu\text{J}$

Tabelle 3.8.: Variation von C_{DS}

Im Vergleich zum Ausgangszustand sind bei deutlich erhöhter Ausgangskapazität des Schalters im ausgeschalteten Zustand Schwingungen auf der Drain-Source-Spannung zu beobachten. Hier schwingt die Schalterspannung mit dem Laststrom der Diode über den Transformator hinweg. Die mit der Schwingung verbundenen größeren Stromamplituden auf der Sekundärseite resultieren in leicht erhöhten Durchlassverlusten der Diode. Die Schwingungen sind jedoch nicht die Ursache für die nahezu vervierfachen Verluste im Schalter. Die Gründe hierfür sind das deutlich langsamere Ausschalten und die längere Abkommutierungsphase des Laststroms im Vergleich zur Ausgangssimulation. Eine Reduzierung von C_{DS} auf 10 pF zeigt keine ausgeprägten Schwingungen der Drain-

Source-Spannung mehr und weist darüber hinaus leicht reduzierte Ausschaltverluste am Schalter auf. An der Diode sind identische Verluste wie in der Referenzsimulation zu beobachten.

Folgende Auswirkungen sind bei Variation der Drain-Gate-Kapazität zu beobachten:

	Referenzmodell $C_{DG} = 7 \text{ pF}$	$C_{DG} = 300 \text{ pF}$	$C_{DG} = 0,1 \text{ pF}$
η	0,87	0,73	0,86
w_{MOS}	$130 \mu\text{J}$	$900 \mu\text{J}$	$160 \mu\text{J}$
w_{Diode}	$85 \mu\text{J}$	$85 \mu\text{J}$	$85 \mu\text{J}$

Tabelle 3.9.: Variation von C_{DG}

Sehr große Werte von C_{DG} führen dazu, dass Spannungsänderungen am Drain besser auf das Gate rückkoppeln können. Die Folge sind gleichermaßen verlangsamte Ein- und Ausschaltvorgänge mit erhöhten Schaltverlusten sowie Schwingungen während der Aus-Phasen des Schalters, die diesen periodisch über das Gate wieder in den linearen Bereich der Transistorkennlinie einschalten. Daraus resultiert ein Stromfluss bei einer sehr hohen Drain-Source-Spannung, was erhebliche Verluste zur Folge hat. In der Praxis ist hier mit der Zerstörung des Schalters zu rechnen. Obwohl die Schwingung auch auf dem Diodenstrom zu sehen ist, zeigen sich keine Veränderungen bezüglich der Diodenverluste. Eine Reduktion von C_{DG} auf Werte unter die Ausgangswerte der Referenzsimulation zeigt einen leichten Rückgang des Wirkungsgrades, obwohl keine längeren Schwingungsvorgänge in der Aus-Phase des Schalters zu beobachten sind. Sowohl die Ausschaltverluste im Snubber als auch im Schalter selbst sind verglichen mit dem Referenzmodell erhöht. Ursache ist die geringere Rückkopplung auf das Gate während des Ausschaltvorgangs und das resultierende schnellere Schalten mit entsprechend höherer Überspannung und Verlusten.

Da Dioden ebenfalls eine nicht zu vernachlässigende Kapazität der Sperrschicht aufweisen, wurde auch hier der Einfluss dieser Größe auf das Verhalten in der Flyback-Schaltung untersucht. Hierbei wird die bereits erwähnte SiC-Doppeldiode nachgebildet. Die parasitäre Kapazität liegt gemäß Datenblatt zwischen 50 pF bei 300 V und 600 pF bei 0 V . Die Spannungsabhängigkeit wurde im Modell durch das Übertragen der Datenblattwerte in eine *Lookup Table* mit der momentan anliegenden Spannung als Eingangsgröße realisiert. Die momentane Diodenkapazität stellt den Ausgangswert dieses

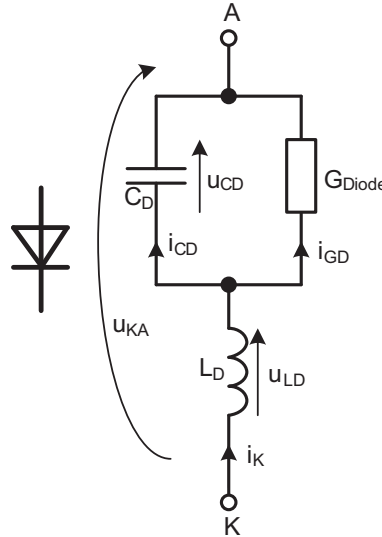


Abbildung 3.26.: Ersatzmodell für die Simulation der Diode

Blockes dar und kann im Anschluss mit einem beliebigen Faktor vergrößert oder verkleinert werden. Die aus Variationen der Sperrschichtkapazität der Diode erhältlichen Ergebnisse sind in der folgenden Tabelle aufgeführt (siehe auch Anhang, Abb. A.20 und A.21):

	Referenzmodell $C_D = 50 \text{ pF@250 V}$	$C_D = 500 \text{ pF@250 V}$	$C_D = 5 \text{ pF@250 V}$
η	0,87	0,85	0,87
w_{MOS}	$130 \mu\text{J}$	$110 \mu\text{J}$	$140 \mu\text{J}$
w_{Diode}	$85 \mu\text{J}$	$180 \mu\text{J}$	$85 \mu\text{J}$

Tabelle 3.10.: Variation von C_D

Eine Erhöhung der Sperrschichtkapazität der Diode resultiert in einer größeren Menge gespeicherter Ladungsträger im ausgeschalteten Zustand. Die nötigen Umladevorgänge dauern somit länger und dies bedeutet langsames Schaltverhalten. Die Folge ist eine Verzehnfachung der Ausschaltverluste der Diode im Vergleich zur Referenzsimulation. Am Schalter ist als Ergebnis eine reduzierte Maximalspannung zu beobachten, was sich in entsprechend reduzierten Ausschaltverlusten für den Schalter niederschlägt. Während des Ausschaltvorganges der Diode ist deutlich der Rückstrom zum Umladen der Sperrschichtkapazität zu erkennen. Darüber hinaus treten analog zur Simulation der großen Ausgangskapazität des Schalters Schwingungen zwischen Schalterstrom und

Diodenspannung auf. Für den Fall einer erheblich reduzierten Diodenkapazität sind keine nennenswerten Schaltverluste mehr feststellbar. Die Verluste der Diode entstehen ausschließlich im stromführenden Zustand. Bedingt durch das schnelle Einschaltvermögen der Diode sind am Schalter leicht höhere Ausschaltverluste beobachtbar als in der Referenzsimulation.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass sowohl am Schalter als auch an der Diode die Einschaltverluste keine große Rolle in der Gesamtverlustbilanz spielen. Am Schalter fallen hauptsächlich die Ausschaltverluste ins Gewicht, wohingegen bei einer Diode mit Kapazitätswerten wie im Referenzmodell die Durchlassverluste maßgeblich sind. Für Spannungen bis ca. 200 V gibt es am Markt moderne Schottky-Dioden, die bezüglich niedriger Kapazität und angemessenen Durchlassspannungen den hier verwendeten SiC-Bauteilen in nichts nachstehen. Die Vorteile der Silicium-Carbid Technologie werden für den Anwender erst bei deutlich höheren Spannungen (300 V und mehr) greifbar. Herkömmliche Dioden weisen hier um Vielfaches höhere Kapazitätswerte und erhebliche Rückstromspitzen auf, die sich entsprechend negativ auf den Gesamtwirkungsgrad auswirken.

3.4.3. Variation des Durchlassspannungsabfalls der Diode

Als zweiter Freiheitsgrad der Halbleiter wird im folgenden der Einfluss des Durchlassspannungsabfalls der Diode auf die Gesamtverlustbilanz der Schaltung untersucht. Auf die Untersuchung des Durchlasswiderstandes am Schalter wird verzichtet, da auf die Durchlassverluste von MOSFET und SiC-Schalter bereits in Abschnitt 3.1 eingegangen wurde und diese hier für den Gesamtwirkungsgrad nur eine untergeordnete Rolle spielen.

Für die Diode ergeben sich folgende Ergebnisse (siehe Anhang, Abb. A.22 und A.23):

	Referenzmodell Durchlasskennlinie lt. Datenblatt	Faktor 100 steiler	Faktor 0,1 flacher
η	0,87	0,88	0,81
u_{KA}	1,35 V	0,88 V	4,50 V
w_{Diode}	85 μ J	55 μ J	265 μ J

Tabelle 3.11.: Variation der Diodenflussspannung über die Steilheit der Durchlasskennlinie

Es wird deutlich, dass selbst eine erheblich steilere Diodenkennlinie als die aus dem Datenblatt übernommene die in der Diode anfallenden Verluste nur noch geringfügig reduziert. Das bedeutet, dass für eine weitere Absenkung der Durchlassverluste in der Diode der Fußpunkt der Durchlasskennlinie zu einer niedrigeren Spannung hin verschoben werden muss. Für die Praxis lässt sich daraus ableiten, dass die Spannungsfestigkeit und das Halbleitermaterial von Leistungsdioden sorgfältig und entsprechend dem Einsatzzweck ausgewählt werden müssen, um unnötige Verluste zu vermeiden. Unter Umständen ist es für den Gesamtwirkungsgrad günstiger, Überspannungsspitzen durch ein entsprechendes Snubber-Netzwerk zu begrenzen und die Energie darin abzubauen, als auf dieses zu verzichten und deswegen eine Diode hoher Spannungsfestigkeit mit größerer Flußspannung einzusetzen.

3.4.4. Betrachtung der gegenseitigen Abhängigkeiten zwischen Transformator und Halbleitern

Basierend auf den Erkenntnissen der vorangegangenen Abschnitte wurden verschiedene Simulationsmodelle erstellt, die aufzeigen, in welcher Größenordnung der Wirkungsgrad mit verschiedenen (fiktiven) Halbleitern und im Übersetzungsverhältnis darauf abgestimmten Transformatoren liegen könnte. Die Hauptinduktivität sowie die Streuinduktivitäten des Transformators wie auch die Eigenschaften der anderen passiven Bauelemente wurden zunächst als konstant angesehen. Mit größer werdendem Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2}$ erhöht die konstante Hauptinduktivität des Transformators den Stromripple, ein Transformator mit größerer Hauptinduktivität besitzt jedoch im Gegenzug dazu i.d.R. auch größere Streuinduktivitäten. Ergänzend wurden daher noch zwei extreme Transformator-Übersetzungsverhältnisse simuliert, bei denen Haupt- und Streuinduktivität den realen Werten aus Versuchsschaltungen angepasst wurden, d.h. der Stromripple wurde hier geringer ausgelegt (Nr. (5) und (6) in Tabelle 3.12).

Der Vergleich der erzielten Wirkungsgrade in den unterschiedlichen Modellen zeigt, dass diese umso höher ausfallen, je ausgewogener das Tastverhältnis wird und je besser die eingesetzten Halbleiter auf das System abgestimmt sind. In Modell (2) wurden vorhandene Schwingungen durch die Anpassung der Halbleiterkapazitäten reduziert und die Durchlassverluste der Diode durch einen geringeren Spannungsabfall minimiert. Um eine weitere Reduktion der Verluste zu erreichen, wurde in Modell (3) das Übersetzungsverhältnis auf $\frac{3}{1}$ geändert sowie das Snubbertnetzwerk wieder so eingestellt, dass die Ausschaltspannungsspitzen maximal 700 V betragen. Dies wurde in Modell (4) mit

Nr.	Modell	η	w_{MOS}	w_{Diode}	$w_{Snubber}$
(1)	Referenzmodell $C_{DG} = 7 \text{ pF}$, $C_{DS} = 70 \text{ pF}$, $C_{GS} = 1000 \text{ pF}$, $\frac{n_1}{n_2} = \frac{2}{1}$	0,87	$130 \mu\text{J}$	$85 \mu\text{J}$	$130 \mu\text{J}$ (Schalter)
(2)	$C_{DG} = 7 \text{ pF}$, $C_{DS} = 50 \text{ pF}$, $C_{GS} = 3000 \text{ pF}$, Diodenkennlinie Faktor 100 steiler, Trafo wie (1) Snubber für Schalter wie (1)	0,895	$78 \mu\text{J}$	$58 \mu\text{J}$	$120 \mu\text{J}$ (Schalter)
(3)	Halbleiter wie (2) $\frac{n_1}{n_2} = \frac{3}{1}$ Snubber angepasst	0,91	$55 \mu\text{J}$	$55 \mu\text{J}$	$60 \mu\text{J}$ (Schalter)
(4)	Halbleiter wie (2) $\frac{n_1}{n_2} = \frac{4}{1}$ Snubber angepasst	0,92	$55 \mu\text{J}$	$55 \mu\text{J}$	$35 \mu\text{J}$ (Schalter)
(5)	Schalter wie (2), jedoch 600 V-Diode eingesetzt (SDT12S60) $\frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{1}$ mit realen L_h und L_σ Snubber angepasst	0,87	$130 \mu\text{J}$	$110 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$ (Schalter) $26 \mu\text{J}$ (Diode)
(6)	Diode wie (2), jedoch 1500 V-Schalter eingesetzt (<i>JFET</i>) $\frac{n_1}{n_2} = \frac{8}{1}$ mit realen L_h und L_σ Snubber angepasst	0,88	$43 \mu\text{J}$	$48 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$ (Schalter)

Tabelle 3.12.: Maximal erreichbarer Wirkungsgrad im Simulationsmodell für 600 W Flyback

dem Übersetzungsverhältnis von $\frac{4}{1}$ wiederholt.

Um das Verhalten des Flyback-Converters bei extremen Übersetzungsverhältnissen aufzuzeigen, wurden basierend auf realen Versuchsschaltungen die Modelle (5) und (6) erstellt, deren Transformatoren identische Werte für Haupt- und Streuinduktivität besitzen wie die entsprechenden Testschaltungen. Zusätzlich wurde aufgrund der hohen Spannungen in einen Fall eine 600 V SiC-Diode verwendet und im anderen eine 1500 V *JFET*-Kaskode als Schalter. In Modell (5) wirkt sich das kleine Tastverhältnis in Kombination mit hohem Strom negativ auf die Ausschaltverluste des Schalters sowie die Durchlassverluste der Diode aus. Zusätzlich muss die Überspannungsspitze an der Diode durch ein Snubber-Netzwerk begrenzt werden, was weitere Verluste bedeutet. Auf diesen Snubber kann in Modell (6) wieder verzichtet werden. Da der *JFET* für einen

Nennstrom von 4 A ausgelegt ist, sind erhebliche Durchlassverluste zu beobachten. Ein Snubber am Schalter ist nötig, um die Schwingung auf der Drain-Source-Spannung zu bedämpfen. Es fällt auf, dass hier trotz kleinerer Verluste in Halbleitern und Snubber der Gesamtwirkungsgrad geringer ausfällt als in Modell (3) oder (4). Offensichtlich findet bei extremen Übersetzungsverhältnissen eine erhebliche Erhöhung der Verluste in den passiven Bauteilen statt.

Aus Tabelle 3.12 ist ersichtlich, dass die Verluste an Schalter und Diode eine Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis sowie der Haupt- und Streuinduktivität des Transformators aufweisen. Um diese Zusammenhänge näher zu untersuchen und Aussagen über einen optimalen Transformator für ein wirkungsgradoptimiertes Gesamtsystem ableiten zu können, wurden Simulationen mit verschiedenen Übersetzungsverhältnissen sowie variierenden Haupt- und Streuinduktivitäten durchgeführt. Als Schalter wurde hier ein 800 V MOSFET (*Infineon SPP17N80C3*) modelliert. Mit diesem ist eine höhere Sperrspannung als beim 600 V-Typ möglich und es kann mehr Strom geführt werden (bis 17 A), als dies bei der *JFET*-Kaskode der Fall ist. Die untersuchten Betriebspunkte sowie maximal erreichten Wirkungsgrade sind in Tabelle 3.13 aufgeführt.

Modell Nr.	L_h	Stromripple r	L_σ	$\frac{n_1}{n_2}$	η
(7)	240 μH	0, 20	2 μH	$\frac{2}{1}$	0, 91
(8)	460 μH	0, 10	4 μH	$\frac{2}{1}$	0, 89
(9)	460 μH	0, 26	4 μH	$\frac{4}{1}$	0, 92
(10)	650 μH	0, 19	6 μH	$\frac{4}{1}$	0, 905
(11)	460 μH	0, 32	4 μH	$\frac{6}{1}$	0, 91
(12)	800 μH	0, 26	9 μH	$\frac{6}{1}$	0, 90

Tabelle 3.13.: Abhängigkeit des Wirkungsgrads von der Transformatorauslegung für 600 W Ausgangsleistung

Die gegenseitigen Abhängigkeiten wurden bereits in Abschnitt 3.1.3 bis 3.1.7 erläutert. In der Simulation bestätigt sich, dass für die Schaltung ein Verlustleistungsoptimum gefunden werden kann, in dem die Summe aus Ausschaltverlusten und Durchlassverlusten minimal ist. Wird dieses Optimum verlassen, so steigen entweder die Durchlass- oder die Schaltverluste überproportional an. Abbildung 3.27 verdeutlicht die unterschiedliche Verlustverteilung zwischen den Modellen (8) und (12): Ein geringeres Übersetzungsverhältnis mit kleinerer Streuung bewirkt kürzere Einschaltzeiten mit höherem Strom. Dagegen hat ein großes Übersetzungsverhältnis eine größere Streuung

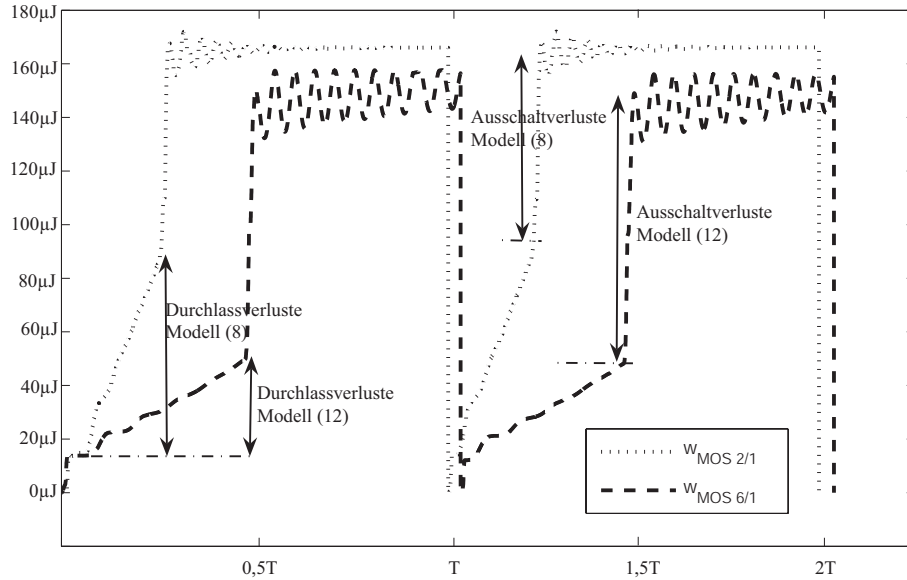


Abbildung 3.27.: Vergleich der Verlustaufteilung am Schalter für die Transformatorauslegungen in Modell (8) und (12)

bei größerem Tastverhältnis und kleinerem Strom zur Folge. Somit können die Verluste der Modelle bei vergleichbarer Gesamtsumme unterschiedlich auf die einzelnen Phasen der Periodendauer aufgeteilt sein.

Um die hier gewonnenen Erkenntnisse abzusichern, wurden drei ausgewählte Konfigurationen in Form von realen Versuchsschaltungen bezüglich ihrer wichtigsten Merkmale untersucht. Die in Abschnitt 3.1.1 eingesetzte Schaltung eines Flyback-Converters wurde dazu genutzt, die Auswirkungen verschiedener Windungszahlverhältnisse von Transformatoren zu vergleichen. Neben dem in Anhang A.1 beschriebenen Übertrager mit $\frac{n_1}{n_2} = \frac{2}{1}$ wurden noch jeweils ein Transformator mit $\frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{1}$ und mit $\frac{n_1}{n_2} = \frac{8}{1}$ aufgebaut (Anhang A.2) und in der Anwendung bei 400 W Eingangsleistung eingesetzt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 3.14 zusammengefasst.

Es fällt auf, dass auch hier weder die Variante mit einem besonders niedrigen noch die mit einem hohen Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2}$ den besten Wirkungsgrad aufweist. Beim Transformator mit Verhältnis $\frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{1}$ liegt dies daran, dass die Streuinduktivität extrem klein ist und die parasitäre Kapazität eine zunehmende Rolle für die Einschaltverluste des Schalters spielt. Dadurch treten beim Einschalten Stromspitzen bis zu 5 A auf (siehe Anhang, Abb. A.2). Grund für die höhere Kapazität ist die bifilare Bewicklung des Kerns, bei der Primär- und Sekundärwicklung über ihre gesamte Länge unmittelbar nebeneinander aufgebracht werden. Zusätzlich dazu besteht eine große Diskrepanz

	$\frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{1}$	$\frac{n_1}{n_2} = \frac{2}{1}$	$\frac{n_1}{n_2} = \frac{8}{1}$
Hauptinduktivität	40 μH	460 μH	980 μH
Streuinduktivität	$\leq 1 \mu\text{H}$	4 μH	10 μH
Rückübersetzte Spannung	48 V	96 V	384 V
max. Schalterspg. (hart)	448 V	496 V	784 V
Schalter	<i>SPP20N60C3</i>	<i>SPP20N60C3</i>	SiC JFET 1500V/4A
max. Tastverhältnis	0,11	0,19	0,49
Schalterstrom (t_{on})	9,1 A	5,0 A	2,0 A
Schalterstrom (eff.)	3,0 A	2,2 A	1,4 A
Wirkungsgrad	0,86	0,90	0,89

Tabelle 3.14.: Vergleich verschiedener Windungszahlverhältnisse

zwischen dem Effektivwert des Schalterstroms und dem Mittelwert während der Einschaltdauer (Faktor 3), was einen sehr ungünstigen Betriebszustand für die eingesetzten Halbleiter darstellt. Ganz anders ist dieses Verhältnis im Falle des Übersetzungsverhältnisses von $\frac{8}{1}$ (Anhang, Abb. A.4). Hier besteht nur ein geringer Unterschied zwischen diesen beiden Stromwerten (Faktor 1,4). Dennoch stellt dieses Transformator-Design nicht das Optimum in der untersuchten Anwendung dar. Der Grund hierfür ist die Streuinduktivität, die das Verhalten des Transformators dominiert (trotz vierfacher Verschachtelung der Wicklungen). Beim Ausschalten des Schalters treten Überspannungsspitzen bis 1300 V auf, die entsprechend hohe Ausschaltverluste zur Folge haben. Wie sich herausstellte, spielen bei Spannungen dieser Größenordnung Verluste durch die parasitären Kapazitäten des Transformators eine zunehmende Rolle. Den besten Wirkungsgrad zeigt die Variante mit einem Übersetzungsverhältnis von $\frac{2}{1}$ (Anhang, Abb. A.3). Hier dominieren weder Ein- noch Ausschaltverluste. Die an den Halbleitern auftretenden Spannungs- und Stromwerte sind ausgewogen.

3.5. Zusammenfassung und Designempfehlungen für Flyback-Converter

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die einzelnen Einflussfaktoren auf das Verhalten und den Gesamtwirkungsgrad eines Flyback-Converters analysiert. Es wurde dargelegt, dass diese Faktoren in der Praxis nicht voneinander losgelöst betrachtet wer-

den können, sondern dass der Wandler als Gesamtsystem mit mehrdimensionalen Optimierungsmöglichkeiten behandelt werden muss. Die folgende Zusammenfassung und die anschließenden Empfehlungen für die praktische Auslegung von Flyback-Wandlern sollen dabei helfen, derartige Spannungsversorgungen für einen optimalen Wirkungsgrad auszulegen.

Die mit Abstand größten Stellhebel bezüglich Wirkungsgradoptimierung stellen die Halbleiter und der Transformator dar. Werden Schalter oder Dioden mit zu geringer Spannungsfestigkeit eingesetzt, so müssen Überspannungsspitzen und Schwingungen in stärkerem Maße durch verlustbehaftete Snubber-Netzwerke reduziert werden, als dies bei höherer Spannungsfestigkeit der Fall ist. Im Gegenzug wird es bei zunehmender Spannungsfestigkeit schwieriger, auf dem Markt Halbleiter mit möglichst geringem Durchlasswiderstand bzw. Durchlassspannungsabfall zu finden. Beim Vergleich von erhältlichen 600 V MOSFETs mit Bauteilen für 800 V wird dies deutlich. Die durchgeführten Versuche mit Prototypen von Siliciumcarbid-Halbleiterschaltern haben gezeigt, dass es mit diesem Material möglich ist, die Sperrspannung in Flyback-Anwendungen – und damit auch den Wirkungsgrad – weiter nach oben zu verlagern ohne dass die Durchlass- oder Schaltverluste im gleichen Maße ansteigen. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt sind jedoch noch keine SiC-Schalter für den Serieneinsatz in Schaltnetzteilen am Markt verfügbar.

Die am Schalter bzw. der Diode hart anliegende Spannung wird durch das Übersetzungsverhältnis des Transformators mitbestimmt. Dieses kann daher in der Praxis nicht beliebig gewählt werden, sondern muss als Freiheitsgrad genutzt werden, um ein ausgewogenes Verhältnis aus übersetzten Spannungen, Tastverhältnissen und verlustoptimiertem mechanischem Aufbau des Übertragers zu erreichen. Je besser sich Primär- und Sekundärwicklung verschachteln lassen und je geringer die absoluten Windungszahlen sind, umso geringer ist die Streuinduktivität und deren negativer Einfluss auf die Verlustbilanz.

Aus den durchgeführten Messungen und gewonnenen Erfahrungen lassen sich Designempfehlungen für Flyback-Converter ableiten. Diese sind als ein grober Rahmen zu verstehen, innerhalb dessen sich die Auslegung des Transformators und der Leistungshalbleiter bewegen sollte, um den Wandler möglichst effizient betreiben zu können.

1. Das Verhältnis aus Zwischenkreisspannung und rückübersetzter Spannung sollte sich im Bereich

$$0,2 \leq \frac{u_{back}}{u_{DC}} \leq 0,5 \quad (3.66)$$

bewegen. Dadurch wird verhindert, dass Verluste durch parasitäre Elemente des Transformators oder der Schaltung zu groß werden.

2. Das Verhältnis aus Mittelwert des Schalterstroms während der Einschaltphase und Effektivwert des Schalterstroms sollte sich im Bereich

$$1,5 \leq \frac{\bar{i}_{Qon}}{i_{Qeff}} \leq 2,5 \quad (3.67)$$

bewegen. Hierdurch wird ein Kompromiss zwischen Ausschalt- und Durchlassverlusten in den Halbleitern sowie zwischen Primär- und Sekundärseite geschaffen. Mit Gl. (3.9) lässt sich hieraus ein empfohlener Bereich für das Tastverhältnis berechnen:

$$0,16 \leq D \leq 0,44 \quad (3.68)$$

3. Das Übersetzungsverhältnis sowie die absoluten Windungszahlen des Transformators sollten so gewählt werden, dass Primär- und Sekundärseite verschachtelt werden können (Reduktion von \hat{B}) und ein kompakter mechanischer Aufbau entsteht. Darüber hinaus sollten die in Abschnitt 3.1.8.1 getroffenen konstruktiven Empfehlungen für den Transformatoraufbau berücksichtigt werden.
4. Zusätzlich sollte versucht werden, die in den Abschnitten 3.1 bis 3.3 erläuterten Einflussfaktoren von passiven Komponenten und des Layouts auf die entstehenden Verluste im Flyback-Converter weiter zu minimieren. Beispiele hierfür sind ein kompaktes Boardlayout des Leistungskreises zur Verringerung der Streuinduktivität auf dem PCB oder die Auswahl von Kondensatoren mit möglichst niedrigem ESR zur Reduktion der Kondensatorverluste.

Abgesehen von diesen Empfehlungen muss der Entwickler für jeden Wandler, der als Flyback ausgelegt werden soll, überprüfen, ob diese Topologie tatsächlich das Optimum bezüglich Bauteileaufwand, Verlusten und übertragener Leistung für seine Anwendung darstellt. Der Übergang zu anderen Topologien erfolgt fließend mit Zunahme der Ausgangsleistung oder abnehmender erlaubter Verlustleistung.

Bedingt durch die oben angegebenen Einflussfaktoren ergibt sich für jeden Flyback-Converter aus der Auslegung seiner Baugruppen eine maximale Grenzleistung. Wird der Wandler über diese Leistung hinaus betrieben, so steigen die entstehenden Verluste extrem an. Die Folge ist ein unwirtschaftlicher Betrieb sowie die Gefahr einer Zerstörung des Wandlers. Die Simulationen sowie praktischen Messungen haben ergeben,

dass Flyback-Converter bei vergleichbaren Ein- und Ausgangsspannungen wie den hier untersuchten bei optimaler Auslegung (Halbleiter, Transformator, weitere passive Komponenten) und idealem Aufbau bis ca. 600 W Ausgangsleistung wirtschaftlich – d.h. mit handhabbaren Verlusten sowie geringer Baugröße und vertretbaren Herstellungskosten – im Continuous Conduction Mode eingesetzt werden können. Vor allem die in den Halbleitern anfallenden Verluste begrenzen hier die übertragbare Leistung. Der Discontinuous Conduction Mode ist aufgrund der erheblich höheren Strom-Spitzenwerte für hohe Leistungen nicht zu empfehlen. Hier liegt die Einsatzgrenze bei einer maximalen Leistung von ca. 450 W. Der Einsatz einer Flyback-Topologie über diese Grenzen hinaus ist zum heutigen Zeitpunkt nicht zu empfehlen.

4. Forward-Converter

4.1. Leistungsschalter und Transformator

4.1.1. Entmagnetisierung

Aus den Gl. (2.5) und (2.7) geht aus der Theorie für den Forward-Converter hervor, dass durch eine höhere zulässige Spannung am Schalter weniger Windungen n_d auf der Entmagnetisierungswicklung benötigt werden. Dies hat zur Folge, dass der Transformator in kürzerer Zeit entmagnetisiert wird, da an der Primärwicklung die Spannung $\frac{n_1}{n_d} u_{in}$ mit $\frac{n_1}{n_d} > 1$ anliegt. Es bleibt mehr Zeit pro Pulsperiode für die Energieübertragung. Dies entspricht einer Erhöhung des maximal möglichen Tastverhältnisses.

Analog zum Flyback-Converter ergibt sich ein umso niedrigerer abzubauenenergiebetrag durch den Magnetisierungsstrom des Transformators, je höher die zulässige Drain-Source-Spannung beim Abkommutieren ist (vgl. Gl. (3.3)):

$$E_{off} = \frac{(L_\sigma + L_h)}{2} i_m^2 \frac{u_{Qmax}}{u_{Qmax} - u_{in}} \quad (4.1)$$

Mit der normierten Leistung von

$$p_{offn} = \frac{p_{off}}{\frac{(L_\sigma + L_h)}{2} i_m^2 f} \quad (4.2)$$

ergibt sich wieder der in Abb. 3.3 gezeigte Kurvenverlauf. Der Unterschied zum Flyback-Converter besteht darin, dass ausschließlich der Magnetisierungsstrom durch L_h fließt und der Laststrom während der Einschaltdauer des Schalters sofort auf die Sekundärseite transformiert wird. Typische Werte für den Magnetisierungsstrom eines Leistungstransformators betragen 50 mA bis 500 mA.

Voraussetzung für den oben gewonnenen vereinfachten Ausdruck ist zum Ersten, dass die Dauer der Stromkommutierung von der Gleichrichter- in die Freilaufdiode viel kleiner ist, als die zum Abbau des Magnetisierungsstroms benötigte Zeit sowie zum Zweiten, dass die Spannung auf der Primärseite während der Entmagnetisierung konstant ist.

4.1.2. Reduktion des Strom-Effektivwertes

Wie beim Flyback-Converter kann durch die Erhöhung des Transformator-Übersetzungsverhältnisses $\frac{n_1}{n_2}$ bei konstanter Ausgangsleistung der Strom-Effektivwert durch den Schalter reduziert werden. Gl. (2.7) liefert folgenden Zusammenhang:

$$\frac{n_1}{n_d} = \frac{u_{DSmax}}{u_{in}} - 1 \quad (4.3)$$

Um in der Praxis nicht durch Schwingungen oder Spannungstransienten über die zulässige Maximalspannung des Schalters zu gelangen, soll gelten:

$$u_{DSmax} = u_{DSnenn} - u_{res} \quad (4.4)$$

$$\rightsquigarrow \frac{n_1}{n_d} = \frac{u_{DSnenn} - u_{res}}{u_{in}} - 1 \quad (4.5)$$

Aus Gl. (2.5) erhält man das Tastverhältnis D :

$$\frac{n_d}{n_1} = \frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{1 - D}{D} \quad (4.6)$$

$$\rightsquigarrow D = \frac{n_1}{n_1 + n_d} \quad (4.7)$$

Gl. (4.5) in (4.7) ergibt:

$$D = \frac{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{DSnenn} - u_{res}} \quad (4.8)$$

Das Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2}$ lässt sich aus Gl. (2.12) errechnen:

$$\frac{n_1}{n_2} = D \frac{u_{in}}{u_{out}} \quad (4.9)$$

Gl. (4.8) in (4.9) eingesetzt ergibt:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{u_{out}}{u_{in}} \frac{u_{DSnenn} - u_{res}}{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}} \quad (4.10)$$

Der Mittelwert des Eingangsstromes berechnet sich aus:

$$\bar{i} = \frac{p_{in}}{u_{in}} \quad (4.11)$$

Da nur während der Einschaltdauer des Schalters Strom fließt, beträgt der Mittelwert während t_{on} :

$$\bar{i}_{on} = \frac{\bar{i}}{D} \quad (4.12)$$

Der Effektivwert berechnet sich unter Annahme eines rechteckförmigen Verlaufs daraus zu:

$$i_{eff} = \bar{i}_{on} \sqrt{D} = \frac{p_{in}}{u_{in} \sqrt{D}} \quad (4.13)$$

Die Gl. (4.8) in (4.13) eingesetzt liefert:

$$i_{eff} = \frac{p_{in}}{u_{in}} \sqrt{\frac{u_{in}}{u_{DSnenn} - u_{in} - u_{res}}} + 1 \quad (4.14)$$

Dieser Ausdruck ist identisch mit dem für den Stromeffektivwert im Flyback-Converter. Es ist ersichtlich, dass eine möglichst große zulässige Drain-Source-Spannung am Schalter bei ansonsten konstanten Bedingungen (Eingangsspannung, Leistung, Spannungsreserve für Transienten) einen möglichst kleinen Effektivwert für den Schalterstrom zur Folge hat. Der Ausdruck nähert sich mit steigender Spannung u_{DSnenn} immer weiter dem theoretischen Grenzwert $\frac{p_{in}}{u_{in}}$ an.

4.1.3. Durchlassverluste

Die für den Flyback-Converter erläuterten Zusammenhänge (Gl. (3.18), Abb. 3.9 bis 3.10) zwischen Nennspannung des Schalters und den entstehenden Durchlassverlusten sind für den Forward-Converter ebenso gültig. Sie sind nicht von der Schaltungsart, sondern lediglich von den eingesetzten Bauteilen abhängig.

4.1.4. Streuinduktivität

Die im Forward-Converter auftretende Streuinduktivität besteht aus den beiden in Abschnitt 3.1.6 genannten Teilen Transformatorstreuung und Layoutinduktivität:

$$L_{\sigma} = L_{\sigma T}(L_h) + L_{\sigma B} \quad (4.15)$$

Anders als beim Flyback-Converter wird der Stromripple über die Induktivität der Glättungsdrossel eingestellt. Die Hauptinduktivität des Transformators ergibt sich daher aus der Anzahl der Wicklungen und dem verwendeten Magnetmaterial. Da hier kein Luftspalt im Magnetkreis Verwendung findet, liegt L_h in der Regel deutlich über den Induktivitätswerten, die typischerweise für Flyback-Converter verwendet werden. Aus der Ausführung als Dreiwicklungstransformator und den benötigten hohen Windungszahlen ergibt sich automatisch, dass die auftretenden Streuinduktivitäten ohne besondere Maßnahmen zur Reduktion ebenfalls erheblich über denen typischer Flyback-Übertrager liegen:

$$L_{\sigma T} = (1 - k) L_h \quad (4.16)$$

Um möglichst optimale Übertragungseigenschaften des Transformators für den jeweiligen Einsatzfall zu erzielen, ist es daher notwendig, beim mechanischen Aufbau und der

Auswahl des Wickelschemas die Anforderungen an Streuinduktivitäten und ggf. parasitäre Kapazitäten zu berücksichtigen. Hier helfen z.B. die Auswahl einer optimale Kernform und verschachtelte Wicklungen. In ausgewählten Fällen wird der Transformator mit einem (sehr kleinen) Luftspalt versehen, um einen größeren Magnetisierungsstrom und damit ein besseres Resetverhalten der Schaltung zu erzielen.

Der primärseitige Anteil der Layoutinduktivität kann in der Regel analog zum Flyback-Converter vernachlässigt werden. Der konstante sekundärseitige Anteil $L_{\sigma B \text{ sek}}$ der Gesamtstreuinduktivität transformiert sich mit dem Verhältnis $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$ auf die Primärseite. Mit Gl. (4.10) ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$L_{\sigma B} = \left(\frac{u_{in}}{u_{DS \text{ nenn}} - u_{res}} \frac{u_{DS \text{ nenn}} - u_{in} - u_{res}}{u_{out}} \right)^2 L_{\sigma B \text{ sek}} \quad (4.17)$$

Die Normierung ergibt:

$$\frac{L_{\sigma B}}{L_{\sigma B \text{ sek}}} = L_{\sigma B n} = \left(\frac{u_{in}}{u_{DS \text{ nenn}} - u_{res}} \frac{u_{DS \text{ nenn}} - u_{in} - u_{res}}{u_{out}} \right)^2 \quad (4.18)$$

In Abbildung 4.1 ist der entsprechende Kurvenverlauf für 400 V Eingangsspannung, 48 V Ausgangsspannung und eine Spannungsreserve von 150 V für Transienten dargestellt. Je kleiner das Übersetzungsverhältnis $\frac{n_2}{n_1}$ des Transformators gewählt wird, umso größer ist der Faktor, mit dem die Größen der Sekundärseite auf die Primärseite transformiert werden. Daher ist in diesen Fällen auf eine möglichst niederinduktive Anbindung von

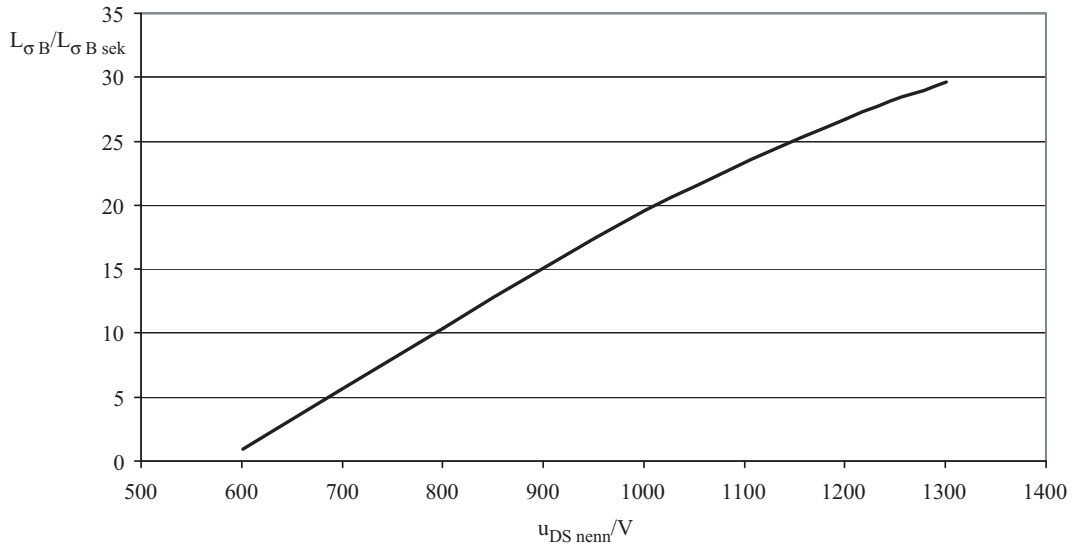


Abbildung 4.1.: Abhängigkeit der Verstärkung der sekundärseitigen Schaltungsinduktivität von der Nennspannung des Schalters

Gleichrichter- und Freilaufdiode an die Sekundärwicklung des Transformators zu achten.

Die gesamte auf der Primärseite wirksame Streuinduktivität ergibt sich für den Forward-Converter aus der Summe der beiden o.g. Induktivitäten:

$$L_{\sigma} = (1 - k) L_h + \left(\frac{u_{in}}{u_{DS\,nenn} - u_{res}} \frac{u_{DS\,nenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{out}} \right)^2 L_{\sigma\,B\,sek} \quad (4.19)$$

4.1.5. Streuenergie

Aus $E_{\sigma} = \frac{1}{2} L_{\sigma} i_{peak}^2$ und den bereits bekannten Beziehungen für i und D ergibt sich die gespeicherte Energie:

$$E_{\sigma} = \frac{1}{2} \left((1 - k) L_h + \left(\frac{u_{in}}{u_{DS\,nenn} - u_{res}} \frac{u_{DS\,nenn} - u_{in} - u_{res}}{u_{out}} \right)^2 L_{\sigma\,B\,sek} \right) \cdot \left(\frac{p_{in}}{u_{in}} \frac{u_{DS\,nenn} - u_{res}}{u_{DS\,nenn} - u_{in} - u_{res}} \left(1 + \frac{r}{2} \right) \right)^2 \quad (4.20)$$

Neben der Streuinduktivität des Transformators wird die gespeicherte Energiemenge durch die rückübersetzte sekundärseitige Layoutinduktivität beeinflusst. Deren Größe ist abhängig vom Verhältnis der Eingangs- zur Ausgangsspannung und der auf die Primärseite rückübersetzten Spannung. Dieses Verhältnis hat ebenfalls reziproken Einfluss auf den Maximalwert des Transformatorstroms.

4.1.6. Transformatorverluste

Die in Abschnitt 3.1.8 getroffenen Aussagen gelten analog für den Forward-Converter. Weiterführende Literatur zu auftretenden Verlusten im Transformator und deren Minimierung ist in [14] – [22] zu finden.

Vor allem die konstruktive Integration einer Entmagnetisierungswicklung kann bei der mechanischen Auslegung von Transformatoren für Forward-Anwendungen zu Problemen führen. Wird diese mit Primär- und Sekundärwicklung verschachtelt, so wird die magnetische Kopplung dieser beiden verschlechtert und die Streuung deutlich erhöht. Es hat sich in der Praxis als Optimum für die Transformatorverluste bewährt, das Wickelschema so auszuführen, dass Primär- und Sekundärwicklung entsprechend der konkreten Schaltungsgegebenheiten möglichst optimal miteinander verschachtelt werden und die Entmagnetisierungswicklung auf dieses Gesamtpackage gewickelt wird. Auf diese Weise wurde der Versuchstransformator für die Forward-Topologie aufgebaut (siehe Anhang, Abb. A.63).

4.2. Sekundärseitige Dioden

4.2.1. Beanspruchungen im Forward-Converter

Die in Kapitel 3.2 getroffenen allgemeinen Aussagen bezüglich Dioden treffen für den Forward-Converter in gleichem Maße zu. Der Unterschied zum Flyback-Converter besteht darin, dass zwei Dioden zum Einsatz kommen und diese anderen Beanspruchungen unterliegen: Die Gleichrichterdiode ist für die gleiche Zeitdauer wie der Schalter leitend. Während der Schalter-Sperrphase führt die Freilaufdiode den Drosselstrom. An die Dioden bestehen somit folgende Anforderungen:

- Gleichrichterdiode

$$u_D \geq \frac{n_2}{n_D} u_{in} \quad (4.21)$$

$$i_D \geq \bar{i}_{out} \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (4.22)$$

- Freilaufdiode

$$u_D \geq \frac{n_2}{n_1} u_{in} \quad (4.23)$$

$$i_D \geq \bar{i}_{out} \left(1 + \frac{r}{2}\right) \quad (4.24)$$

Wird ein hochsperrender Schalter eingesetzt, so dass die Windungszahl n_D der Entmagnetisierungswicklung klein gewählt werden kann, dann bedeutet dies auch eine erhöhte Spannungsbeanspruchung für die Gleichrichterdiode. Da die beiden Dioden miteinander kommutieren, müssen beide in der Lage sein, den maximalen Drosselstrom zu führen. Die Kombination aus einem großen Verhältnis $\frac{n_2}{n_D}$ und großem Laststrom kann zu Problemen bei der Auswahl einer geeigneten Diode führen. Mit zunehmender Sperrspannung nimmt die Zahl der am Markt erhältlichen Dioden für große Ströme deutlich ab. Dies kann in der Praxis dazu führen, dass bei der Schaltungsauslegung zuerst die Verfügbarkeit geeigneter Dioden überprüft werden muss und gegebenenfalls die Übersetzungsverhältnisse anders ausgelegt werden müssen.

4.2.2. Auftretende Verluste

Die Abhängigkeit des Stromeffektivwertes und damit der Durchlassverluste vom Tastverhältnis des Schalters wurde bereits in Abschnitt 3.2.1 erläutert. Da im Forward-Converter die beiden Dioden auf der Sekundärseite abwechselnd den Laststrom führen, muss bei der Dimensionierung darauf geachtet werden, dass bei sehr stark von 0,5

abweichenden Tastverhältnissen an der Diode mit der kürzeren Einschaltzeit höhere Verluste entstehen. Dies kann den Einsatz von zwei unterschiedlichen Diodentypen notwendig machen.

Die Zusammensetzung der Gesamtverluste einer Diode wurde bereits in Abschnitt 3.2.2 behandelt. In der Praxis spielen die Durchlass- und Ausschaltverluste eine maßgebliche Rolle:

$$P_D = P_{D\,on} + P_{D\,sw} \quad (4.25)$$

Die Besonderheit im Forward-Converter besteht darin, dass hier an zwei Dioden diese Verlustleistung anfällt. Abhängig vom Übersetzungsverhältnis des Transformators, d.h. von der tatsächlichen Spannungsbelastung, können an der Gleichrichter- (für den Fall $\frac{n_2}{n_D}$ sehr groß) oder Freilaufdiode (wenn $\frac{n_2}{n_1}$ sehr groß) deutlich höhere Ausschaltverluste entstehen als an der jeweils anderen Diode. Dies ist bei der Auslegung der Schaltung zu berücksichtigen.

Für die Durchlassverluste ergibt sich folgender Ausdruck:

$$P_{D\,on} = P_{D\,on\,GR} + P_{D\,on\,FL} \sim i_{D\,GR\,eff}^2 + i_{D\,FL\,eff}^2 \quad (4.26)$$

Mit dem bereits bekannten Zusammenhang $i_{eff} = \frac{\bar{i}}{\sqrt{D}}$ folgt, dass sich im stationären Zustand die Durchlassverluste der Dioden reziprok proportional zu den Tastverhältnissen verhalten:

$$P_{D\,on} \sim \frac{1}{D} + \frac{1}{1-D} \quad (4.27)$$

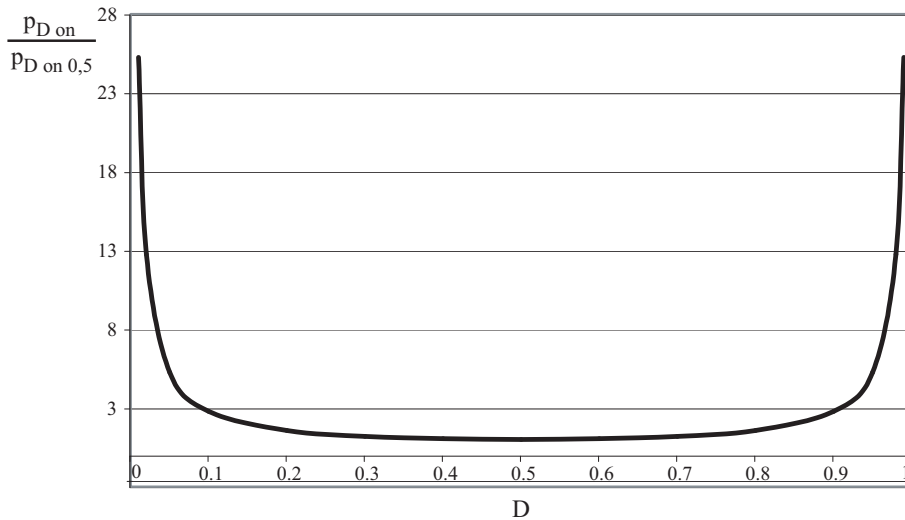


Abbildung 4.2.: Summe der Dioden-Durchlassverluste bezogen auf das Minimum bei $D = 0,5$

Die Abhängigkeiten sind in Abbildung 4.2 grafisch dargestellt. Es wird deutlich, dass mit zunehmend extremen Tastverhältnissen die Durchlassverluste aufgrund der ungünstigen Stromverläufe deutlich vom Optimum bei $D = 0,5$ abweichen und z.B. für $D = 0,1$ schon das Dreifache betragen. Die Verwendung extremer Tastverhältnisse, d.h. $D < 0,15$ bzw. $D > 0,85$, sollte daher im stationären Zustand vermieden werden.

4.3. Verluste im Ausgangskondensator

Für den Fall, dass sich – wie im Forward-Converter üblich – vor dem Kondensator eine Filterdrossel befindet, wird vereinfachend angenommen, dass der Lade- und Entladestrom dreieck- bzw. sägezahnförmig ist (siehe Abb. 4.3). Er ergibt sich aus:

$$i_C = i_L - i_{out} \quad (4.28)$$

Im stationären Zustand gilt:

$$\bar{i}_L = \bar{i}_{out} \text{ mit dem Ripple } |\Delta i_L| = r \cdot \bar{i}_{out} = |\Delta i_C| \quad (4.29)$$

$$\rightsquigarrow \hat{i}_C = \frac{r}{2} \bar{i}_{out} \quad (4.30)$$

Analog zu Gl. (3.60) kann der folgende empirische Ausdruck zur Ermittlung der auftretenden Verluste im Kondensator herangezogen werden:

$$P_C \approx i_{C\,eff}^2 \cdot R_{ESR\,f_0} \cdot k_{DE} \quad (4.31)$$

mit

$$k_{DE} = \begin{cases} 0,86 \frac{1}{\sqrt[4]{D}} & : D \leq 0,5 \\ 0,86 \frac{1}{\sqrt[4]{1-D}} & : D > 0,5 \end{cases} \quad (4.32)$$

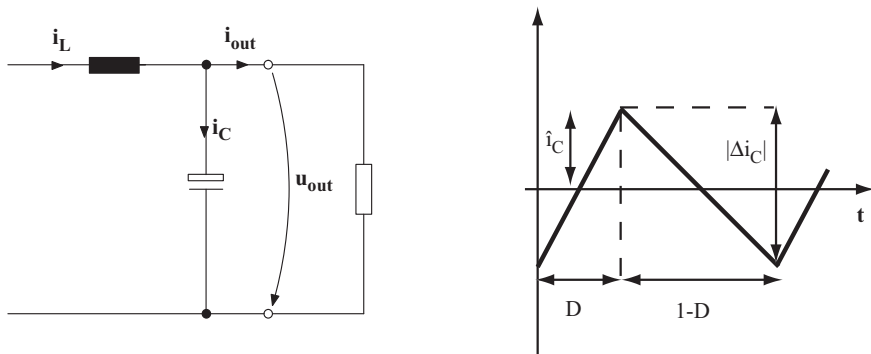


Abbildung 4.3.: Angenommener Verlauf des Kondensatorstroms in Forward-Anwendung

Für den Effektivwert des Stromes gilt hier:

$$i_{C\,eff} = \frac{\hat{i}_C}{\sqrt{3}} = \frac{r \bar{i}_{out}}{2\sqrt{3}} \quad (4.33)$$

Einsetzen von Gl. (4.30) und (4.33) in (4.31) ergibt:

$$P_C \approx \begin{cases} \left(\frac{r \bar{i}_{out}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_{ESR f_0} \cdot 0,86 \frac{1}{\sqrt[4]{D}} & : D \leq 0,5 \\ \left(\frac{r \bar{i}_{out}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_{ESR f_0} \cdot 0,86 \frac{1}{\sqrt[4]{1-D}} & : D > 0,5 \end{cases} \quad (4.34)$$

Wegen Achsensymmetrie des Stromeffektivwertes zur Achse $D = 0,5$ gilt (Abb. 4.4):

$$P_C(D) = P_C(1 - D) \quad (4.35)$$

Die exakt ermittelten und die genäherten Werte in Tabelle 4.1 zeigen auch hier eine gute Übereinstimmung. Als Normierungsbasis für die Leistung wird $P_{C\,norm} = R_{ESR f_0} \cdot \bar{i}_{out}^2$ verwendet.

Der Vergleich von Tabelle 4.1 mit den in Abb. 4.5 dargestellten Frequenzspektren zeigt, dass der Effektivwert des dreieckförmigen Kondensatorstroms unabhängig von D ist. Ein Verlustleistungsoptimum hinsichtlich des Tastverhältnisses ergibt sich für den Fall $D = 0,5$.

Aus den angestellten Berechnungen geht hervor, dass der Ausgangskondensator im Forward-Converter verglichen mit einer Flyback-Anwendung gleicher Leistung einer

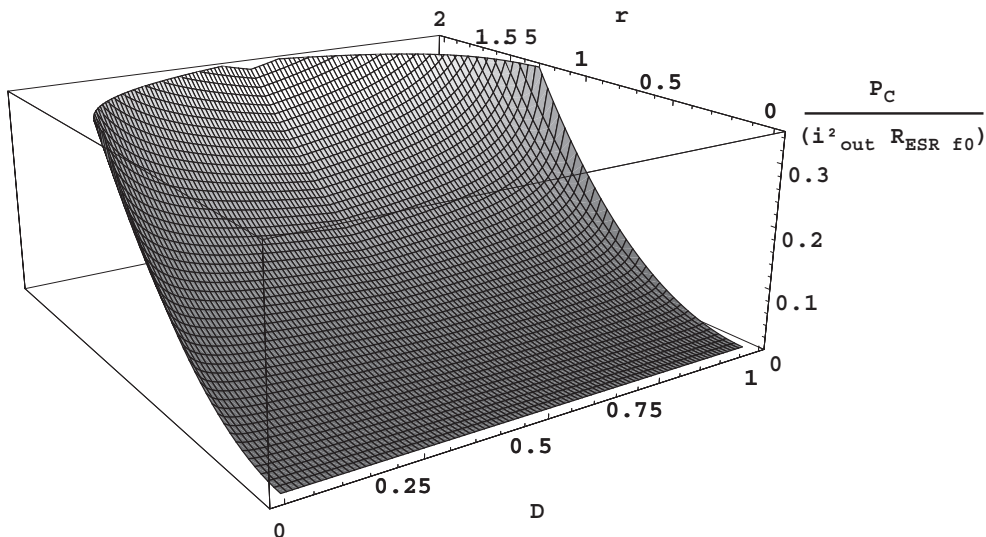


Abbildung 4.4.: Abhängigkeit der Kondensatorverluste von Tastverhältnis und Stromripple

D	$\frac{i_{C\,eff}}{r \cdot i_{out}}$	$\frac{P_C}{r^2 P_{C\,norm}}$ exakt	$\frac{P_C}{r^2 P_{C\,norm}}$ vereinfacht	Fehler
0,05	0,29	0,148	0,151	2,4 %
0,1	0,29	0,123	0,127	3,8 %
0,2	0,29	0,101	0,107	5,9 %
0,5	0,29	0,086	0,085	-1,2 %
0,8	0,29	0,101	0,107	5,9 %
0,9	0,29	0,123	0,127	3,8 %
0,95	0,29	0,148	0,151	2,4 %

Tabelle 4.1.: Vergleich exakter und genäherter Verluste im Elektrolytkondensator mit Filterdrossel

wesentlich geringeren Strombelastung ausgesetzt ist. Grund hierfür ist die Filterdrossel, durch die die Ripplestrombelastung des Kondensators eingestellt werden kann. Im Kondensator fallen somit weniger Verluste an als in der Flyback-Variante, jedoch entstehen im Gegenzug in der Filterdrossel zusätzliche Eisen- und Kupferverluste. Bei der Dimensionierung des Ausgangsfilters eines Forward-Converters ist auf eine gleichmäßige Verteilung der Filterverluste zwischen Drossel und Kondensator zu achten. Eine Induktivität (oder Kapazität) mit zu großer Filterwirkung führt dazu, dass der größte Teil der Verluste an diesem Bauteil anfällt. Die Belastung des Kondensators (oder im anderen Fall der Filterdrossel) verringert sich entsprechend.

Für das eingeführte Näherungsverfahren zur Berechnung der auftretenden Kondensatorverluste gelten die gleichen Aussagen wie sie für den Flyback-Converter getroffen

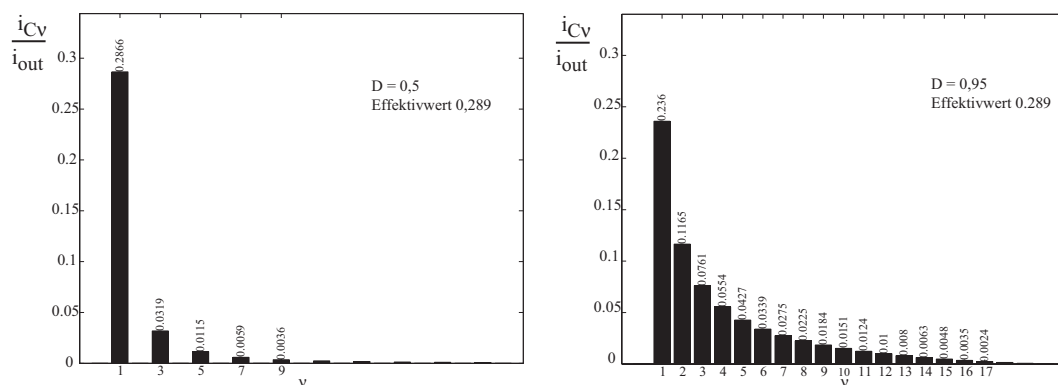


Abbildung 4.5.: Frequenzspektren der Kondensatorströme mit Filterdrossel für unterschiedliche Tastverhältnisse

wurden (Abschnitt 3.3.2). Die maximale Ungenauigkeit beträgt hier 6 %. Mit der Näherungsformel ist es möglich, die im angestrebten Arbeitspunkt anfallenden Verluste im Elektrolytkondensator des Forward-Converters ausreichend genau zu überschlagen und mit den Spezifikationen im Datenblatt abzugleichen.

Auf die Angabe von Designempfehlungen wird an dieser Stelle verzichtet. Hinweise für eine möglichst gute Auslegung eines Forward-Converters sind in Abschnitt 4.6 ab Seite 104 zu finden.

4.4. Sekundärseitige Filterdrossel

Dimensionierungskriterium für die Drossel auf der Sekundärseite des Forward-Converters ist die Reduktion des Stromripples auf einen Wert, der zum einen für den verwendeten Elektrolytkondensator keine übermäßige Belastung darstellt als auch für den Magnetkreis des Transformators und die verwendeten Halbleiter eine optimale Dimensionierung zulässt. Da die Drossel in Kombination mit dem Ausgangskondensator als LC-Filter wirkt, wird der Ripple auf der Ausgangsspannung durch beide Bauteile bestimmt:

$$\frac{du_{out}}{dt} = \frac{1}{LC} \int u_L dt - \frac{1}{C} i_{out} \quad (4.36)$$

Dies erlaubt dem Entwickler, die Induktivität und den Aufbau der Drossel in Grenzen auf das Verlustleistungsminimum hin zu optimieren und die sich daraus ergebenden Veränderungen im Spannungsripple durch die Anpassung des Kondensators auszugleichen.

Die für die in magnetischen Bauteilen entstehenden Verluste geltenden Gesetzmäßigkeiten wurden bereits in Abschnitt 3.1.8 erläutert. Weist die Filterdrossel relativ wenige Windungen bei hohem Laststrom auf, so werden die Verluste im Magnetkreis überwiegen. Mit zunehmender Windungszahl verlagern sich die Verluste in die Leiter. Es sei an dieser Stelle noch einmal auf das Steinmetz-Gesetz verwiesen, das das Verhalten der magnetischen Verluste beschreibt:

$$P_{Fe} = V_{Fe} p_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^{e_f} \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_0} \right)^{e_B} \quad \text{mit } e_f \geq 1 \text{ und } e_B \geq 2 \quad (4.37)$$

Da in der Drossel magnetische Energie unter möglichst minimalen Verlusten gespeichert werden soll, empfiehlt es sich, hierfür Kerne aus Pulvereisen zu verwenden und auf einen konzentrierten Luftspalt zu verzichten. Der Vorteil besteht hier in einer Minimierung der Kupferverluste (Vermeidung von Stromverdrängungseffekten in der Nähe

des konzentrierten Luftspalts) sowie in einer homogenen Erwärmung des Magnetmaterials und damit einer günstigeren Verlustverteilung. Um einen ungünstigen Formfaktor zu vermeiden, sollten bevorzugt Ringkerne verwendet werden. Diese sind von verschiedenen Herstellern in den unterschiedlichsten Materialien erhältlich und unterscheiden sich hauptsächlich bezüglich der maximalen Arbeitsfrequenz und der Höhe der möglichen magnetischen Aussteuerung. In [47] und [49] ist eine Übersicht über aktuelle Materialien für magnetische Bauteile und deren Eigenschaften zu finden.

4.5. Simulation des Forward-Converters

Analog zu den Untersuchungen am Flyback-Converter werden auch für die Forward-Topologie die Auswirkungen verschiedener Eigenschaften von Schlüsselbauteilen (Schalter, Dioden, Transformator) untersucht. Vergleichskriterium ist hierbei der Wirkungsgrad bzw. die anfallenden Verlustenergien. Ziel ist dabei nicht, die Absolutwerte der Verluste möglichst genau und entsprechend der Realität zu ermitteln, sondern vielmehr ein Vergleich der berechneten Werte und die Ableitung von grundsätzlichen Aussagen bezüglich des Verhaltens der untersuchten Topologie.

4.5.1. Beschreibung des Forward-Simulationsmodells

Das Simulationsmodell des Forward-Converters ist aus den gleichen Grundelementen zusammengesetzt wie das Flyback-Modell. Die Beschreibung des Flyback-Modells trifft daher auch für den größten Teil des Forward-Simulationsmodells zu (Ansteuerung, Snubber, Modellierung der Halbleiter, verwendeter Farbcode). Unterschiede ergeben sich im Transformator sowie der Sekundärseite mit Last, die hier zusätzlich zur Gleichrichtung noch den Freilaufkreis und eine Glättungsdrossel mit $35\mu\text{H}$ beinhaltet. Diese Modelle sind im Anhang ab Seite 173 (Abbildung A.35 und A.36) zu finden. Die übrigen Untersysteme können der Modellbeschreibung des Flyback-Converters entnommen werden (S. 143 ff). Die PWM-Frequenz des Referenzmodells beträgt 200 kHz. Leistungsschalter sowie Gleichrichter- und Freilaufdiode wurden angelehnt an die Datenblattangaben der realen Transistor- bzw. Diodentypen nachgebildet (*CoolMOS SPP17N80C3* und SiC-Dioden *SDP20S30*). Die Entmagnetisierungsdiode wurde als spannungsgesteuerte Stromquelle modelliert. Die Übersetzungsverhältnisse des Transformators ($\frac{n_2}{n_1}$ und $\frac{n_3}{n_1}$) sind frei einstellbar. Im Referenzmodell ist $\frac{n_3}{n_1}$ auf $\frac{1}{1}$ eingestellt, d.h. die maximal am Schalter anliegende Spannung wird auf die doppelte Eingangsspannung, d.h. 800 V be-

grenzt. Die Hauptinduktivität, Streuinduktivität und die parasitären Kapazitäten wurden durch Messung an realen Transformatoren ermittelt und entsprechend im Modell eingepflegt. Ausgehend vom hier beschriebenen Forward-Referenzmodell werden verschiedene Parameter- und Schaltungsmodifikationen untersucht und die Auswirkungen auf die Verlustbilanz verglichen.

Im folgenden sind die Auswirkungen unterschiedlicher parasitärer Kapazitätswerte an Schalter und Dioden auf das Verhalten und die Performance einer Forward-Topologie dargestellt. Ausgehend von 1000 pF für C_{GS} im Referenzmodell wurden erheblich größere und deutlich kleinere Werte verwendet und die Schaltverläufe des Wandlers im eingeschwungenen Zustand verglichen. Wie schon im Flyback wird auch hier deutlich, dass eine zu große Kapazität am Gate die Schaltvorgänge erheblich verlangsamt und

	Referenzmodell $C_{GS} = 1000 \text{ pF}$	$C_{GS} = 5000 \text{ pF}$	$C_{GS} = 50000 \text{ pF}$	$C_{GS} = 100 \text{ pF}$
η	0,92	0,905	0,55	0,91
w_{MOS}	$150 \mu\text{J}$	$185 \mu\text{J}$	$1400 \mu\text{J}$	$160 \mu\text{J}$
w_{GR}	$35 \mu\text{J}$	$37 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$	$34 \mu\text{J}$
w_{FL}	$45 \mu\text{J}$	$47 \mu\text{J}$	$47 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$

Tabelle 4.2.: Variation von C_{GS}

somit die Schaltverluste steigen. Wird die Gate-Source-Kapazität zu gering, so werden die Schaltvorgänge verstärkt durch Schwingungen überlagert und am Schalter fallen erhöhte Schaltverluste an. Das Optimum stellt also nicht eine möglichst kleine oder besonders große Gate-Source-Kapazität dar, sondern es ist dazwischen zu suchen. Diese Aussage trifft ebenfalls auf die Drain-Source-Kapazität zu, wie Tabelle 4.3 zeigt.

	Referenzmodell $C_{DS} = 70 \text{ pF}$	$C_{DS} = 700 \text{ pF}$	$C_{DS} = 10 \text{ pF}$
η	0,92	0,91	0,905
w_{MOS}	$150 \mu\text{J}$	$210 \mu\text{J}$	$160 \mu\text{J}$
w_{GR}	$35 \mu\text{J}$	$36 \mu\text{J}$	$34 \mu\text{J}$
w_{FL}	$45 \mu\text{J}$	$43 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$

Tabelle 4.3.: Variation von C_{DS}

Eine kleine Kapazität C_{DS} ermöglicht schnelle Umladevorgänge beim Ein- und Ausschalten des MOSFET, was sich auf der einen Seite positiv auf die in dieser Phase anfallenden Verluste im Schalter auswirkt. Auf der anderen Seite besitzt diese parasitäre Kapazität eine geringere Energiespeicherreserve als es mit großer Drain-Source-Kapazität der Fall ist. Die Folge ist eine umso höhere Drain-Source-Spannung während des Ausschaltvorganges, je geringer C_{DS} ist. Erreicht u_{DS} den Maximalwert von 800 V, so wird der Magnetisierungsstrom des Transformators über die Demagnetisierungswicklung und -diode zu Null gebracht. Im Fall der großen Drain-Source-Kapazität wird diese Struktur nicht leitend. Der Magnetisierungsstrom fließt vollständig in die größere parasitäre Kapazität und lädt diese auf eine Spannung $u_{DS} < 800 \text{ V}$ auf. Dieser Zusammenhang kann durch geeignete Auslegung des beim Ausschalten des Schalters wirksamen Kommutierungskreises ausgenutzt werden, um ein verlustoptimiertes Wiedereinschal-

ten zu ermöglichen. In Abschnitt 4.5.6 werden die notwendigen Modifikationen und erzielbaren Optimierungen näher untersucht.

Im Fall einer Erhöhung der Drain-Gate-Kapazität steigen die am MOSFET anfallenden Schaltverluste deutlich an. In den Schaltverläufen sind deutlich geringere Flankenteilheiten für Strom und Spannung zu sehen. Dies führt zu einer erheblich geringeren Maximalspannung am Schalter während des Ausschaltvorganges, was zur Folge hat, dass die Diode im Entmagnetisierungsweig des Transformators nicht mehr leitend wird. Eine deutliche Reduktion der Drain-Gate-Kapazität gegenüber dem Ausgangsmodell führt zu schnellen Schwingungen auf der Gate-Source-Spannung während der Schaltvorgänge. Diese erhöhen die Schaltverluste gegenüber dem Ausgangsmodell.

	Referenzmodell $C_{DG} = 7 \text{ pF}$	$C_{DG} = 300 \text{ pF}$	$C_{DG} = 0,1 \text{ pF}$
η	0,92	0,76	0,91
w_{MOS}	$150 \mu\text{J}$	$820 \mu\text{J}$	$160 \mu\text{J}$
w_{GR}	$35 \mu\text{J}$	$37 \mu\text{J}$	$35 \mu\text{J}$
w_{FL}	$45 \mu\text{J}$	$41 \mu\text{J}$	$46 \mu\text{J}$

Tabelle 4.4.: Variation von C_{DG}

Die Betrachtung der Kapazität der Gleichrichterdiode auf der Sekundärseite zeigt, dass Größenvariationen hier vergleichbare Auswirkungen haben wie die Variation der Drain-Source-Kapazität des Schalters. Eine Erhöhung führt zu langsameren Schaltvorgängen und reduzierten Maximalspannungen verbunden mit entsprechend erhöhten Verlusten am Schalter. Eine Reduzierung der Diodenkapazität bewirkt eine leichte Reduktion der Schwingungen auf den Spannungen an der Gleichrichterdiode und dem Schalter. Gemessen am Wirkungsgrad lässt sich mit den hier untersuchten Werten kei-

	Referenzmodell $C_D = 50 \text{ pF@250 V}$	$C_{DGR} = 500 \text{ pF@250 V}$	$C_{DGR} = 5 \text{ pF@250 V}$
η	0,92	0,91	0,915
w_{MOS}	$150 \mu\text{J}$	$180 \mu\text{J}$	$140 \mu\text{J}$
w_{GR}	$35 \mu\text{J}$	$34 \mu\text{J}$	$34 \mu\text{J}$
w_{FL}	$45 \mu\text{J}$	$46 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$

Tabelle 4.5.: Variation von C_{DGR}

ne signifikante Verbesserung im Vergleich zum Ausgangsmodell feststellen.

Die Variation der gleichen Kapazität an der Freilaufdiode der Sekundärseite zeigt keine gravierenden Einflüsse auf die Verluste der Gesamtschaltung. Es fällt auf, dass eine erhöhte Kapazität C_{DFL} zu deutlichen Schwingungen auf der Spannung der Freilaufdiode und dem Schalterstrom (und damit auch auf dem Strom der Gleichrichterdiode) führt. Zusätzlich scheint sich der Kommutierungsvorgang beim Ausschalten etwas zu verlangsamen, was leicht reduzierte Ausschaltverluste im Schalter zur Folge hat.

	Referenzmodell $C_D = 50 \text{ pF@250 V}$	$C_{DFL} = 500 \text{ pF@250 V}$	$C_{DFL} = 5 \text{ pF@250 V}$
η	0,92	0,92	0,915
w_{MOS}	$150 \mu\text{J}$	$120 \mu\text{J}$	$160 \mu\text{J}$
w_{GR}	$35 \mu\text{J}$	$35 \mu\text{J}$	$34 \mu\text{J}$
w_{FL}	$45 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$

Tabelle 4.6.: Variation von C_{DFL}

4.5.3. Variation des Durchlassspannungsabfalls der Dioden

Analog zu den Ergebnissen für den Flyback-Converter zeigt sich auch hier, dass über die Steilheit der Kennlinie maßgeblich die Durchlassverluste der Dioden beeinflusst werden können. Die Verluste im Schalter bleiben hiervon unberührt. Sowohl als Gleichrichter als auch für die Freilaufdiode sollte in der Praxis jeweils ein Diodentyp ausgewählt werden, der bezüglich der Spannungsfestigkeit nicht zu weit über den tatsächlich auftretenden Maximalspannungen liegt, da sonst unnötige Durchlassverluste entstehen. In

	Referenzmodell Durchlasskennlinien lt. Datenblatt	Faktor 100 steiler	Faktor 0,1 flacher
η	0,92	0,92	0,865
w_{MOS}	$150 \mu\text{J}$	$155 \mu\text{J}$	$140 \mu\text{J}$
w_{GR}	$35 \mu\text{J}$	$23 \mu\text{J}$	$95 \mu\text{J}$
w_{FL}	$45 \mu\text{J}$	$31 \mu\text{J}$	$128 \mu\text{J}$

Tabelle 4.7.: Variation der Diodenflussspannungen über die Steilheit der Durchlasskennlinien für Gleichricht- und Freilaufdiode

Abhängigkeit vom Tastverhältnis und damit vom Effektivwert des Stroms unterscheidet sich die Aufteilung der Durchlassverluste der beiden sekundärseitigen Dioden. Aus Gl. (4.13) ist bekannt:

$$p \sim i_{eff} \sim \sqrt{D} \quad (4.38)$$

Damit ist klar, dass an der Diode mit dem größeren Tastverhältnis auch die größeren Durchlassverluste anfallen. Dies erklärt, warum im oben verwendeten Modell mit $D \approx 0,42$ die Verluste an der Freilaufdiode größer sind als an der Gleichrichterdiode und sollte v.a. bei Verwendung von Tastverhältnissen, die stark von 0,5 abweichen bei der Auswahl der Dioden berücksichtigt werden.

4.5.4. Variation der PWM-Frequenz

Für die folgende Untersuchung wurde die PWM-Frequenz unter Beibehaltung aller übrigen Schaltungsparameter variiert. Als Folge verändern sich daher auch der Stromripple und die Maximalwerte von Schalter- und Diodenströmen. Im Fall einer auf 130 kHz reduzierten Frequenz erhöhen sich die Durchlassverluste an Schalter und Dioden sowie die Ausschaltverluste des Schalters. Da der Transformator während der längeren Einschaltdauer entsprechend höher magnetisiert wird, steigt auch der Maximalwert des Stroms durch die Entmagnetisierungswicklung. Eine Erhöhung der PWM-Frequenz auf 285 kHz hat zur Folge, dass die Magnetisierung des Transformators deutlich abnimmt und die Überspannung am Schalter beim Ausschalten (und damit auch die Ausschaltverluste) soweit reduziert wird, dass die Diode im Entmagnetisierungsweig nicht mehr leitend wird. Aufgrund der nun geringeren Strommaximalwerte werden die Durchlassverluste reduziert. Dass die Verluste in den Halbleitern bei Erhöhung der Frequenz leicht abnehmen, ist auf die Modellierung der Halbleiter zurückzuführen: Den Modellen liegen reale schnell schaltende SiC-Dioden sowie moderne MOSFET-Typen

	Referenzmodell $f = 200 \text{ kHz}$	$f = 130 \text{ kHz}$	$f = 285 \text{ kHz}$
η	0,92	0,905	0,91
w_{MOS}	150 μJ	190 μJ	135 μJ
w_{GR}	35 μJ	52 μJ	24 μJ
w_{FL}	45 μJ	70 μJ	32 μJ

Tabelle 4.8.: Variation der PWM-Frequenz

zugrunde, die für hohe Arbeitsfrequenzen entwickelt wurden. Eine weitere deutliche Erhöhung der PWM-Frequenz wird daher beim Verlassen des optimalen Arbeitsbereiches der Halbleiter dazu führen, dass die Schaltverluste deutlich ansteigen.

4.5.5. Betrachtung der Einflüsse von Magnetbauteilen auf die Gesamtschaltung

Im Folgenden werden die Einflüsse von unterschiedlichen Windungszahlverhältnissen und verschiedenen Hauptinduktivitäten des Transformators sowie die Auswirkungen einer kleineren oder größeren Ausgangsinduktivität auf die Eigenschaften der Forward-Topologie untersucht. Den Ausgangszustand (siehe auch Tabelle 4.9 und Kurvenverläufe ab S.192) bildet dabei ein Transformator mit $\frac{n_2}{n_1} = 0,3$ und $\frac{n_3}{n_1} = 1$. Das bedeutet, dass für 48 V am Ausgang ein Tastverhältnis von 0,43 nötig ist und die maximale Spannung am Schalter auf 800 V begrenzt wird. Eine Veränderung des Übersetzungsverhältnisses $\frac{n_2}{n_1}$ auf 0,6 in Modell (2) bewirkt bei einer konstanten Ausgangsspannung eine deutliche Reduzierung des Tastverhältnisses. Ein Übersetzungsverhältnis, das sich 1,0 nähert bedeutet für die Auslegung des Transformators, dass die Wicklungen gut verschachtelt werden können und der Transformator optimal bezüglich des Minimums der Streuinduktivitäten aufgebaut werden kann. Es ist bei konstanten Induktivitätswerten in der Simulation zu beobachten, dass mit diesem kleiner werdenden Tastverhältnis die Ausschaltverluste im Schalter erheblich ansteigen. Ursache hierfür ist in erster Linie die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie, die den Schalter beim Ausschalten für eine längere Zeit in den Avalanche-Durchbruch treibt als dies beim Ausgangsmodell der Fall ist. Die Diode im Entmagnetisierungsweig wird nicht mehr leitend, da der Magnetisierungsstrom durch die konstante Hauptinduktivität des Transformators mit abnehmendem Tastverhältnis ebenfalls abnimmt. Als Resultat ist die Spannung über der Drain-Source-Kapazität des Schalters (die beim Ausschalten durch i_{mag} geladen wird) während des Entmagnetisierungsvorganges ebenfalls kleiner. Durch die an der Freilaufdiode auftretende höhere Sperrspannung entstehen an diesem Bauteil ebenfalls deutliche Ausschaltverluste.

Eine niedrigere Hauptinduktivität (geringere Windungszahl), wie sie in Modell (3) simuliert wurde, führt in der Regel auch zu einer reduzierten Streuinduktivität. Für diesen Fall sind – verglichen mit dem vorhergehenden – deutlich niedrigere Verluste im Schalter zu beobachten, obwohl mit geringer werdender Hauptinduktivität der Magnetisierungsstrom ansteigt.

Nr.	Modell	η	w_{MOS}	w_{GR}	w_{FL}
(1)	Referenzmodell: $\frac{n_2}{n_1} = 0,3, \frac{n_3}{n_1} = 1$ $L_h = 2800 \mu\text{H}, L_\sigma = 10 \mu\text{H}$ $D = 0,43$	0,915	160 μJ	36 μJ	46 μJ
(2)	$\frac{n_2}{n_1} = 0,6, \frac{n_3}{n_1} = 1$ $L_h = 2800 \mu\text{H}, L_\sigma = 10 \mu\text{H}$ $D = 0,21$	0,80	650 μJ	21 μJ	74 μJ
(3)	$\frac{n_2}{n_1} = 0,6, \frac{n_3}{n_1} = 1$ $L_h = 1400 \mu\text{H}, L_\sigma = 5 \mu\text{H}$ $D = 0,21$	0,87	325 μJ	19 μJ	78 μJ
(4)	$\frac{n_2}{n_1} = 0,2, \frac{n_3}{n_1} = 0,5$ $L_h = 2800 \mu\text{H}, L_\sigma = 10 \mu\text{H}$ $D = 0,62$	0,915	182 μJ	50 μJ	30 μJ
(5)	$\frac{n_2}{n_1} = 0,2, \frac{n_3}{n_1} = 0,5$ $L_h = 1400 \mu\text{H}, L_\sigma = 5 \mu\text{H}$ $D = 0,62$	0,86	400 μJ	50 μJ	30 μJ
(6)	$\frac{n_2}{n_1} = 0,2, \frac{n_3}{n_1} = 0,51$ $L_h = 1400 \mu\text{H}, L_\sigma = 5 \mu\text{H}$ $D = 0,62$	0,88	125 μJ	50 μJ	30 μJ

Tabelle 4.9.: Einflüsse unterschiedlicher Windungszahlverhältnisse und Induktivitäten

Ist es möglich, die Drain-Source-Spannung am Schalter auf sehr große Werte ansteigen zu lassen, so kann der Transformator in erheblich kürzeren Zeiten entmagnetisiert werden als in den drei vorangegangenen Beispielen. Hierzu wurde im Modell (4) das Überstzungsverhältnis $\frac{n_2}{n_1}$ auf 0,2 und $\frac{n_3}{n_1}$ auf 0,5 gesetzt sowie die Spannungsfestigkeit des Schalters auf 1200 V erhöht. Die Diode im Entmagnetisierungsweig wird nun erst leitend, wenn am Schalter 1200 V anliegen. Dies genügt, um ein Tastverhältnis von 0,62 zu ermöglichen. Die Gesamtverluste der Schaltung bewegen sich im gleichen Rahmen wie beim Referenzmodell. Es fällt auf, dass die Verlustverhältnisse der beiden Dioden auf der Sekundärseite sich umgekehrt haben: Am Gleichrichter fallen aufgrund der größeren Einschaltzeit nun die höheren Verluste an. Darüber hinaus findet im Schalter beim Ausschalten ein Avalanche-Durchbruch mit den entsprechenden hohen Verlusten statt.

In Modell (5) wurden wieder die Haupt- und Streuinduktivitäten halbiert. Der größere Magnetisierungsstrom des Transformators erhöht auch hier wieder die Ausschaltverluste am Schalter. Diese können im Modell (6) reduziert werden, indem $\frac{n_3}{n_1}$ auf 0,51 gesetzt wird. Die leichte Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses bewirkt, dass die Diode im Entmagnetisierungszeitpunkt nun bei 1184 V am Schalter leitend wird und der Avalanche-Durchbruch am Schalter vermieden wird. Die Ausschaltverluste für dieses Bauteil sind nun deutlich geringer als in Modell (5). Dass der Wirkungsgrad dennoch nur auf 0,88 steigt, liegt daran, dass ein großer Teil der Verluste jetzt im Entmagnetisierungszeitpunkt sowie dem Transformator anfällt.

Welchen Einfluss die Ausgangsinduktivität auf die Verluste der Halbleiter ausübt, ist in Tabelle 4.10 dargestellt. Ausgehend von einem im Referenzmodell verwendeten Wert von $35 \mu\text{H}$ wurde zunächst die Induktivität L_2 auf $15 \mu\text{H}$ verkleinert. Bedingt durch den höheren Stromripple und den damit verbundenen höheren Absolutwert des Schalterstroms am Ende der Einschaltzeit treten am Schalter höhere Ausschaltverluste auf. Im Fall einer gegenüber dem Referenzmodell auf $55 \mu\text{H}$ erhöhten Ausgangsinduktivität verringern sich die Ausschaltverluste im Schalter. Die Erhöhung des Wirkungsgrades auf 0,92 beinhaltet hier nicht die Auswirkungen einer größeren magnetischen Aussteuerung der Ausgangsinduktivität. Eine Vergrößerung der Induktivität unter Beibehaltung gleichen Kernmaterials wird durch eine größere Windungszahl erreicht. Weil damit $n_{L2} \cdot \hat{i}$ ansteigt, vergrößern sich auch die Kernverluste. Dieser Effekt wirkt den geringeren Ausschaltverlusten im Schalter entgegen. Die Wirkung einer Reduktion der Ausgangsinduktivität auf den Wirkungsgrad ist entsprechend umgekehrt. Die zugehörigen Kurvenverläufe sind im Anhang ab Seite 198 zu finden.

	Referenzmodell $L_2 = 35 \mu\text{H}$	$L_2 = 15 \mu\text{H}$	$L_2 = 55 \mu\text{H}$
η	0,915	(0,895)	(0,92)
w_{MOS}	$160 \mu\text{J}$	$210 \mu\text{J}$	$140 \mu\text{J}$
w_{GR}	$36 \mu\text{J}$	$34 \mu\text{J}$	$33 \mu\text{J}$
w_{FL}	$46 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$	$45 \mu\text{J}$

Tabelle 4.10.: Variation der Ausgangsinduktivität im Forward-Converter

4.5.6. Modifizierte Schaltungsvarianten des Forward-Converters

Die in den vorhergehenden Abschnitten bereits angesprochenen Möglichkeiten, die sich aus einer gezielten Anpassung der wirksamen Drain-Source-Kapazität des Schalters ergeben, werden im Folgenden näher untersucht. In [27] ist darüber hinaus eine Möglichkeit beschrieben, die Spannungshöhe am Schalter durch gezielte Ausnutzung eines Schwingungsvorganges während des Einschaltens unter den Wert der Eingangsspannung fallen zu lassen. Dadurch wird es möglich, den Schalter verlustminimiert einzuschalten.

Im ersten Schritt wurde ein Übersetzungsverhältnis $\frac{n_3}{n_1}$ von $\frac{10}{1}$ eingestellt. Als Folge wird die Diode im Entmagnetisierungsweig nicht mehr leitend und die maximale Drain-Source-Spannung am Schalter schwingt während der Entmagnetisierungsphase des Transformators auf über 900 V. Um einen Avalanche-Durchbruch zu vermeiden, wurde die Spannungsklasse des MOSFET-Schalters auf 1000 V erhöht und die Drain-Source-Kapazität von 70 pF auf 120 pF angepasst. Sobald die Drain-Source-Spannung wieder auf den Wert der Eingangsspannung abgesunken ist, bricht der Schwingungsvorgang ab, da die Gleichrichterdiode auf der Sekundärseite leitend wird. Die zu dieser Simulation gehörigen Kurvenverläufe sind im Anhang ab Seite 200 dargestellt.

Es wird deutlich, dass der Schwingungsvorgang auf der Drain-Source-Spannung des Schalters nur aufrecht erhalten werden kann (um ein verlustleistungsoptimiertes Einschalten bei $u_{DS} < u_Q$ zu ermöglichen), wenn das unmittelbare Einschalten der Gleichrichterdiode unterbunden wird. Als Folge schwingt die Schalterspannung unter den Wert der Eingangsspannung und der Schalter kann im Minimum eingeschaltet werden. Die entsprechenden Kurvenverläufe sind in Abbildung A.62 dargestellt. In Tabelle 4.11 sind die erzielten Wirkungsgrade und Verlustenergien der beiden o.g. Simulationsmodelle im Vergleich zum Referenzmodell aufgeführt. Das verzögerte Einschalten

	Referenzmodell mit Entmagnetisierungskreis	ohne Entmagnetisierungskreis	halbresonant
η	0,92	0,92	0,93
w_{MOS}	150 μ J	155 μ J	110 μ J
w_{GR}	35 μ J	36 μ J	37 μ J
w_{FL}	45 μ J	46 μ J	43 μ J

Tabelle 4.11.: Vergleich konventionelle, freilauflose und halbresonante Forward Schaltung

der Gleichrichterdiode wurde hier durch die Verwendung einer vorgeschalteten stromabhängigen Serieninduktivität gemäß Abbildung 4.7 umgesetzt. In der Praxis ist es möglich, hierfür einen Ferrit zu verwenden, der bei kleinen Strömen eine relativ hohe Induktivität besitzt, im Fall größerer Ströme jedoch in die Sättigung geht. Aus den im Anhang dargestellten Kurvenverläufen wird deutlich, dass der Schwingungsvorgang über die Größe der Drain-Source-Kapazität abgestimmt werden kann: Eine kleinere Kapazität bewirkt eine kleinere Zeitkonstante mit höherer Amplitude - eine große Kapazität eine große Zeitkonstante mit kleinerer Amplitude der Schwingung. Der Schwingkreis besteht dabei aus der Kapazität und der Hauptinduktivität des Transformators. Im Fall der Simulation des halbresonanten Forward wurde C_{DS} auf 200 pF erhöht, um den Einschaltvorgang ins Spannungsminimum zu legen.

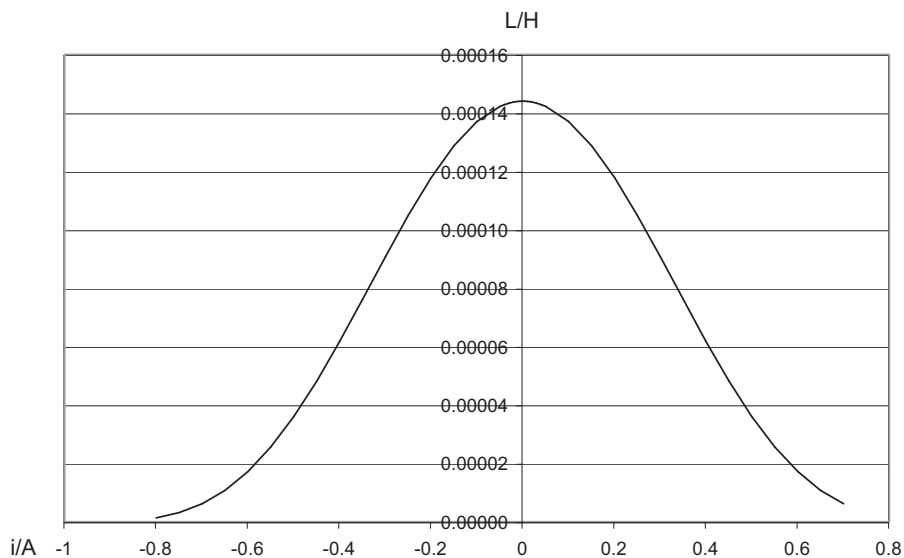


Abbildung 4.7.: Stromabhängige Serieninduktivität für halbresonanten Forward Converter

Die Ergebnisse für den jeweils maximal erreichten Wirkungsgrad in Tabelle 4.11 zeigen, dass bei Verwendung eines geeigneten Schalters sowie gezieltem Einsatz einer zusätzlichen Drain-Source-Kapazität vollständig auf den Entmagnetisierungskreis verzichtet werden kann. Schlüsselement ist hierbei der Schalter, der hohe Sperrspannung mit ausreichender Schnelligkeit beim Schalten und moderatem Durchlasswiderstand bieten muss. Die halbresonante Schaltungsvariante nach [27] hat sich in den Simulationen als aufwändig umsetzbar und schwierig abstimmbaar herausgestellt. Der geringe Gewinn an Wirkungsgrad für einen speziellen Betriebspunkt rechtfertigt nicht den damit verbundenen Mehraufwand. Wird ein anderes Tastverhältnis verwendet, als das

auf das der Schwingvorgang abgestimmt wurde, so können mit dem halbresonanten Verfahren sogar erheblich höhere Schaltverluste auftreten als mit einer konventionell hart schaltenden Topologievariante.

4.6. Praktischer Aufbau eines DC/DC-Wandlers als Forward-Converter

Um das Potenzial, das sich aus der praktischen Umsetzung der in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Maßnahmen ergibt sowie die beschriebenen Zusammenhänge in der Praxis zu demonstrieren, wurde ein Demonstrator-Versuchsnetzteil dimensioniert. Dieses besteht exemplarisch aus einer Boost-PFC als Eingangsteil und einem Forward-Converter mit Transformator als DC/DC-Wandler. Die PFC-Stufe wird benötigt, um aus der Netzspannung eine konstante Zwischenkreisspannung zur Verfügung zu stellen. Der Aufbau sowie Untersuchungen zur PFC sind in Abschnitt 5.7 zu finden. Folgende Zielwerte wurden für die Auslegung des Forward-Converters im Demonstrator zugrundegelegt:

Leistungsbereich: Es wird eine mögliche Ausgangsleistung von mindestens 800 W angestrebt, die unabhängig von der Eingangsspannung verfügbar ist. Im Nennarbeitspunkt (230 V Eingangsspannung) beträgt die Nennleistung 1000 W.

Ausgangsspannung: Am Ausgang werden 48 V potenzialgetrennt und geregelt zur Verfügung gestellt. Anwendungsbereich hierfür sind typische Telekommunikations-Verbraucher.

Hold-Up-Zeit: Das Gerät wird so ausgelegt, dass eine komplette Netzperiode (20 ms) ohne Ausfall überbrückt werden kann, d.h. die Ausgangsspannung über einen genügend großen Zwischenkreiskondensator (Eingangsspannung der DC/DC-Stufe 400 V) auf dem nominellen Wert gehalten wird.

Leistungsdichte: Die angestrebte Leistungsdichte liegt im Bereich um 10 W/in^3 . Das bedeutet, dass das komplette Gerät mit 1000 W Leistung ein Gehäusevolumen von ca. 1639 cm^3 besitzen darf.

Kühlung: Aufgrund der hohen Leistungsdichte muss ein Lüfter eingesetzt werden.

Im Folgenden werden nur die wichtigsten Daten des Forward-Converters beschrieben bzw. berechnet. Da der Fokus dieses Abschnittes auf der praktischen Umsetzung der

zuvor beschriebenen Maßnahmen liegt, werden die einzelnen Designschritte hier nicht im Detail erklärt.

4.6.1. Dimensionierung

Eingangsspannung:	400 V
Maximale Ausgangsleistung:	1000 W
Geschätzter Wirkungsgrad:	0,9
Stromripple:	0,33
PWM Frequenz:	200 kHz
Windungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2}$:	$\frac{35}{8}$
Windungsverhältnis $\frac{n_1}{n_d}$:	$\frac{35}{16}$

Maximales theoretisches Tastverhältnis (Schalter & Gleichrichterdiode):

$$D_{max} = \frac{48 \text{ V} \cdot \frac{35}{8}}{400 \text{ V}} = 0,53 \quad (4.39)$$

Minimales theoretisches Tastverhältnis für Freilaufdiode:

$$D_{DFW\ min} = 1 - 0,53 = 0,47 \quad (4.40)$$

Maximale theoretische Drain-Source-Spannung:

$$u_{DS\ max} = 400 \text{ V} \left(1 + \frac{35}{16} \right) = 1275 \text{ V} \quad (4.41)$$

Die hohe Sperrspannung macht den Einsatz eines speziellen Schalters notwendig. Daher wird hier ein *JFET*-Prototyp von *Infineon* für 1500 V Spannung und 4 A Nennstrom eingesetzt. Größtmögliches theoretisches Tastverhältnis:

$$D_{max\ allow} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{35}{16}} = 0,69 \quad (4.42)$$

Mittelwert des Stroms auf Primärseite:

$$\bar{i}_{pri} = \frac{1000 \text{ W}}{0,9 \cdot 400 \text{ V}} = 2,78 \text{ A} \quad (4.43)$$

Mittelwert des Stroms auf Primärseite während Einschaltdauer:

$$\bar{i}_{pri\ on} = \frac{2,78 \text{ A}}{0,53} = 5,25 \text{ A} \quad (4.44)$$

Effektivwert des Schalterstroms:

$$i_{pri\,eff} = \frac{2,78\text{ A}}{\sqrt{0,53}} = 3,82\text{ A} \quad (4.45)$$

Mittelwert des sekundärseitigen Stroms:

$$\bar{i}_{sek} = \frac{1000\text{ W}}{0,9 \cdot 48\text{ V}} = 23,15\text{ A} \quad (4.46)$$

Maximalwert des sekundärseitigen Stroms:

$$\bar{i}_{sek\,peak} = 23,15\text{ A} \cdot (1 + 0,16) = 26,85\text{ A} \quad (4.47)$$

Spannung über der Gleichrichterdiode:

$$u_{D\,rect} = u_{in} \cdot \frac{\frac{n_1}{n_d}}{\frac{n_1}{n_2}} = 200\text{ V} \quad (4.48)$$

Spannung über der Freilaufdiode:

$$u_{D\,fw} = u_{in} \cdot \frac{n_2}{n_1} = 91,4\text{ V} \quad (4.49)$$

Induktivität der Ausgangsdrossel:

$$L_{out} = u_{in} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{0,53}{200\text{ kHz} \cdot 7,6\text{ A}} \approx 35\text{ }\mu\text{H} \quad (4.50)$$

Ausgangskondensator Bei der Auswahl eines geeigneten Ausgangskondensators ist die zulässige Belastung durch den Stromripple das Hauptauswahlkriterium. In diesem Fall wird ein 63 V/3300 μF Longlife-Typ von *EPCOS* (B41505A8338M000) ausgewählt. Der maximal erlaubte Stromripple (Pulsfrequenz) für dieses Bauteil liegt bei ca. 7,5 A. Der maximale Stromripple auf der Sekundärseite beträgt 7,6 A.

Ausgangsspannungsripple:

$$\Delta u_{out} = \frac{1}{C_{out}} \cdot \frac{0,53}{200\text{ kHz}} \cdot 7,6\text{ A} = 6,1\text{ mV} \quad (4.51)$$

Hold-Up-Zeit Aufgrund des Transformator-Übersetzungsverhältnisses von $\frac{n_1}{n_2} = 4,375$ muss die Zwischenkreisspannung mindestens

$$u_{DCbus\,min} = \frac{48\text{ V} \cdot 4,375}{D_{max\,allow}} = 305\text{ V} \quad (4.52)$$

betragen, um eine Ausgangsspannung von 48 V zu garantieren.

Aus dem Ausdruck für die in einem Kondensator gespeicherte Energie lässt sich die benötigte Kapazität am Zwischenkreis berechnen ($W = \frac{1}{2}C \cdot u^2 = P \cdot t$). Für eine Hold-Up Zeit von 20 ms wird benötigt:

$$C_{DCbus} \geq \frac{2 \cdot 1000 \text{ W} \cdot 20 \text{ ms}}{(400 \text{ V})^2 - (305 \text{ V})^2} = 597 \mu\text{F} \quad (4.53)$$

Für diese Anwendung werden zwei Kondensatoren 450 V/330 μF von *EPCOS* (Typ B43504A5337M000) in Parallelschaltung eingesetzt.

Der Schaltplan sowie das Layout des kompletten Versuchsnetzteils sind ab Seite 206 in den Abbildungen A.64 bis A.66 dargestellt, die Draufsicht auf das bestückte Netzteil ist auf Seite 209 zu finden. Beim Boardlayout wurde großer Wert auf einen kompakten und EMV-gerechten Aufbau gelegt. Die Abmessungen der Platine betragen 18 cm \times 14 cm. An ihrem oberen Rand ist Platz für einen Lüfter vorgesehen, in dessen Luftstrom sich drei Kupfer-Kühlkörper, der Transformator sowie die Ausgangsdrossel befinden. An den Kühlkörpern sind die Leistungshalbleiter angebracht. Die Kühlkörper sind am oberen Ende um 90 Grad abgewinkelt, um bei einem eventuellen Verbau im Gehäuse eine möglichst große Wärmeübergangsfläche zu erzielen und die Gehäuseoberseite als zusätzlichen Kühlkörper zu verwenden. Mit der maximalen Bauhöhe von 7 cm wird eine Leistungsdichte von 9,3 W/in³ erreicht.

4.6.2. Praktische Erkenntnisse

Auf die Nutzung der Entmagnetisierungswicklung wurde bei den Messungen verzichtet und die Diode im Entmagnetisierungszweig nicht bestückt. Ziel war die Untersuchung der Eigenschaften des Wandlers bei Einsatz eines Schalters mit mindestens 1200 V Sperrspannung und entsprechend hohen Spannungsspitzen während der Entmagnetisierungsphasen des Transformators, um die in den vorausgegangenen Kapiteln getroffenen Aussagen bezüglich der Zusammenhänge zwischen hoher Entmagnetisierungsspannung und Transformatorinduktivität bzw. Drain-Source-Kapazität in der Praxis zu bestätigen.

Bei der Inbetriebnahme des DC/DC-Wandlers wurde sehr schnell deutlich, dass parasitäre Kapazitäten des Aufbaus – vor allem die Kapazitäten des Transformators (Abb. 4.8) – einen größeren Einfluss auf die Form der Drain-Source-Spannung des Schalters haben, als zunächst angenommen. Die Kapazitäten C_{T1} und C_{T2} parallel zu Primär- bzw. Sekundärwicklung sind im Vergleich zu C_{T3} vernachlässigbar klein. Für den eingesetzten Transformator und Schalter wurden die in Tabelle 4.12 angegebenen

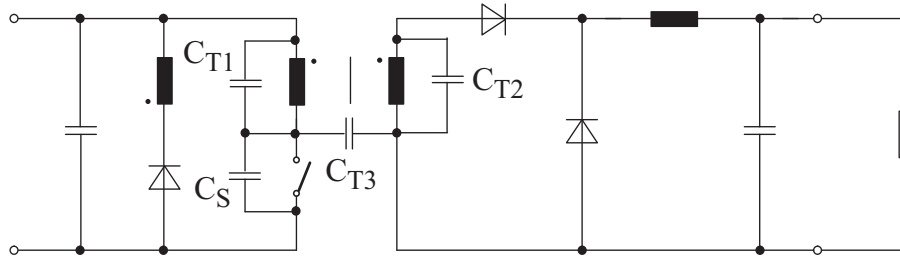


Abbildung 4.8.: Parasitäre Kapazitäten von Transformator und Schalter

Werte ermittelt.

Die Kapazitäten C_S und C_{T3} können bezüglich ihrer Wirkung auf den Verlauf der Drain-Source-Spannung zur Ersatzkapazität C_{ers} zwischen Drain und Source des Schalters zusammengefasst werden. Beim Ausschalten des Schalters fließt der primärseitige Magnetisierungsstrom i_{mag} in diese Kapazität und lädt sie auf eine Spannung mit dem Scheitelwert \hat{u}_{sin} auf. Da die Hauptinduktivität L_h des Transformators und C_{ers} einen Reihenschwingkreis bilden, geschieht das Laden von C_{ers} in Form eines Teils einer Sinusschwingung. Die gesamte Spannung u_{DSmax} , die über dem Schalter anliegt, ergibt sich aus der Summe dieser Spannung und der Zwischenkreisspannung.

C_{T1}	$\leq 50 \text{ pF}$
C_{T2}	$\leq 50 \text{ pF}$
C_{T3}	ca. 700 pF
C_S (Datenblatt)	$\leq 100 \text{ pF}$

Tabelle 4.12.: Werte der parasitären Kapazitäten

Sowohl der an der Versuchsschaltung gemessene Spannungsverlauf als auch der für die Dimensionierungsberechnungen angenommene Rechteckverlauf sind in Abbildung 4.9 qualitativ dargestellt. Beim Vergleich der beiden Spannungsformen fällt auf, dass der reale Verlauf eine kleinere Spannungs-Zeit-Fläche aufweist als der theoretisch angenommene. Da das Produkt aus der am Transformator anliegenden Spannung und der Dauer für die Auf- bzw. Entmagnetisierung ausschlaggebend ist, kann nicht sichergestellt werden, dass der Transformator beim maximalen Tastverhältnis gemäß Gl. (4.39) nach jeder Taktperiode komplett entmagnetisiert ist. In den Abbildungen A.68 bis A.70 (S. 210) sind für diesen Schwingkreis beispielhafte Spannungs- und Stromverläufe

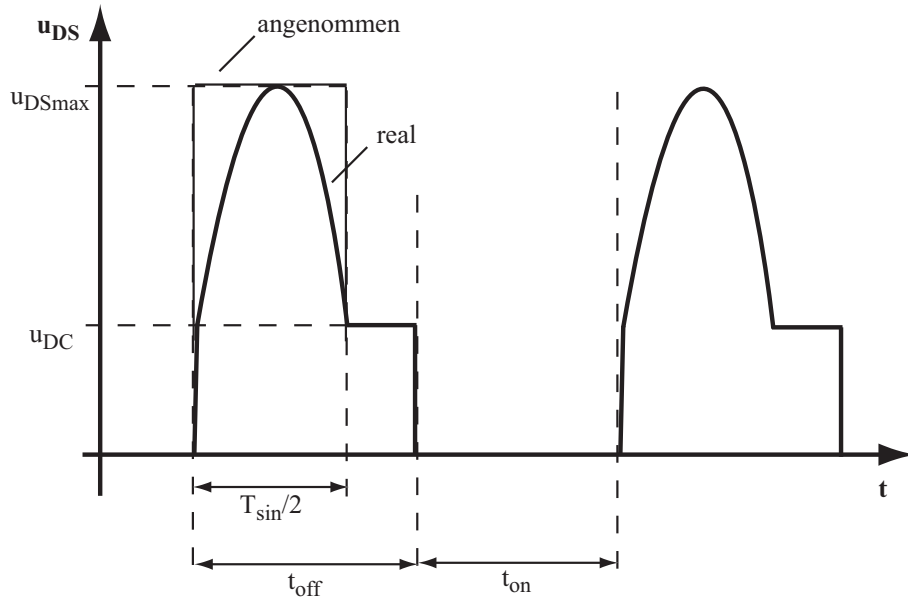


Abbildung 4.9.: Für Berechnungen angenommener und realer Verlauf der Spannung während der Entmagnetisierung des Transformators

dargestellt.

Die Zeitkonstante des Reihenschwingkreises ist bestimmt durch:

$$T_{sin} = \frac{1}{f} = 2\pi\sqrt{L_h C_{ers}} \quad (4.54)$$

Mit $L_h = 4,4 \text{ mH}$ und $C_{ers} \approx 800 \text{ pF}$ ergibt sich eine Periodendauer von $T_{sin} \approx 11 \mu\text{s}$. Der aus Abb. A.68 ablesbare Wert für T_{sin} beträgt ca. $10 \mu\text{s}$. Trotz der oben getroffenen Vereinfachung mit einer gemeinsamen Ersatzkapazität für Schalter und Transformator besteht eine gute Übereinstimmung zwischen theoretischen und praktischen Werten.

Aus dem beschriebenen Sachverhalt lässt sich ableiten, dass für die Auslegung eines Forward-Converters ohne Freilaufwicklung für den Magnetisierungsstrom generell das in der Praxis erzielbare maximale Tastverhältnis deutlich geringer ausfällt als das theoretisch berechnete. Ursache hierfür ist der sinusförmige Verlauf der Drain-Source-Spannung während der Entmagnetisierungsphase und die damit verbundene geringere Spannungs-Zeit-Fläche im Vergleich zu einem ideal rechteckförmigen Spannungsverlauf mit gleichem Maximalwert.

In der vorliegenden Schaltung kann das maximale berechnete Tastverhältnis von 0,53 demzufolge nur genutzt werden, wenn mindestens eine der folgenden Modifikationen durchgeführt wird:

1. Reduktion der Schaltfrequenz auf einen Wert, der eine vollständige Entmagne-

tisierung des Transformators während einer Halbwelle der Frequenz $\frac{1}{T_{sin}}$ erlaubt ($T \geq T_{sin}$): Im vorliegenden Fall wurde die Pulsfrequenz testweise von 200 kHz ($T = 5 \mu s$) auf 140 kHz ($T = 7,14 \mu s$) verringert. Als Folge konnte das Tastverhältnis des Schalters im Vergleich zu 200 kHz auf über 0,5 erhöht werden, da die auftretende Schwingung der Drain-Source-Spannung (positive Halbwelle) entsprechend mehr Zeit hatte, um abzuklingen.

2. Veränderung des Windungszahlenverhältnisses $\frac{n_1}{n_2}$ zugunsten einer geringeren Ein- und größeren Ausschaltzeit des Leistungsschalters. Diese Maßnahme ist jedoch wieder mit einer Erhöhung des Stromeffektivwertes für den Schalter verbunden. (Zur Umsetzung siehe folgender Absatz.)
3. Einsatz eines Transformators, der auf minimale parasitäre Kapazitäten hin ausgelegt ist: Für einen weiteren Versuch wurde ein zusätzlicher Transformator angefertigt, der ein Windungszahlenverhältnis von $\frac{n_1}{n_2} = \frac{24}{7}$ besitzt (ursprünglicher Transformator: $\frac{35}{8}$) und lediglich zweifach verschachtelt ist (siehe Abb. A.71). Ziel war die Minimierung der parasitären Kapazitäten des Transformators. Mit diesem Transformator ist es möglich, die Schaltung bei der vorgesehenen Frequenz von 200 kHz zu betreiben. Da die Kapazität C_{T3} nur noch ein Viertel des ursprünglichen Wertes beträgt und die Hauptinduktivität aufgrund der geringeren Windungszahlen ebenfalls kleiner ausfällt, verringert sich die Zeitkonstante des Reihenschwingkreises nun etwa auf die Hälfte:

$$T_{sin} = 2\pi\sqrt{L_h C_{ers}} = 5,5 \mu s \quad (4.55)$$

Da das nominelle Tastverhältnis von 0,42 bei $5 \mu s$ Schaltperiodendauer $2,9 \mu s$ Ausschaltdauer für den Schalter bedeutet, ist eine vollständige Entmagnetisierung im Nennbetriebspunkt gewährleistet. Es gilt $t_{off} \geq \frac{T_{sin}}{2}$.

Kernmaterial	identisch mit vorhergehendem (ETD44/N97)
Hauptinduktivität L_h	2,8 mH
parasitäre Kapazität C_{T3}	ca. 170 pF
Streuinduktivität L_σ	ca. 11 μH

Tabelle 4.13.: Daten des zweiten Testtransformators

Der für den DC/DC-Wandler ermittelte maximale Wirkungsgrad beträgt mit dem oben beschriebenen Transformator ca. 0,880 bei 980 W Ausgangsleistung. Die Verluste lassen sich aufgrund von simulativen Betrachtungen und Temperaturmessungen an den Baugruppen in etwa wie folgt verteilen:

Bauteil	Verlustanteil
Schalter	ca. 70 W (52%)
Gleichrichterdiode	ca. 18 W (12%)
Freilaufdiode	ca. 27 W (18%)
Transformator	ca. 8 W (9%)
Ausgangsdrossel	ca. 5 W (5%)
sonstige	ca. 5 W (4%)

Tabelle 4.14.: Verlustverteilung im Forward-Converter

Aufgrund des für den Schalterstrom ungünstigeren Tastverhältnisses mit dem Ersatztransformator fallen im Schalter höhere Durchlass- und Ausschaltverluste an als mit einem ideal abgestimmten Transformator. Dennoch ist der erreichte Wirkungsgrad von 0,880 ein sehr guter Wert für eine hart schaltende Forward-Topologie mit derart hoher Ausgangsleistung. Es wird deutlich, dass durch konsequente verlustoptimierte Auslegung aller Baugruppen auf ein Gesamtoptimum hin der Forward-Converter bis in Leistungsbereiche eingesetzt werden kann, die weit über den bisher typischen Einsatzbereichen liegen (vgl. Abb. 2.19). Zusammen mit der vorgeschalteten PFC-Stufe ($\eta_{PFC} = 0,975$ bei 230 V Netzspannung und 1000 W übertragener Leistung) ergibt sich ein Gesamtwirkungsgrad von 0,858. Unter Berücksichtigung der hohen Ausgangsleistung stellt dies einen sehr guten Wert dar.

4.7. Designempfehlungen für Forward-Converter

Aus den in den vorangegangenen Abschnitten angestellten Berechnungen, Simulationen und praktischen Untersuchungen lassen sich einige Richtlinien ableiten, die unabhängig vom konkreten Einsatzfall und Leistungsbereich des Flyback-Converters beachtet werden sollten, um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erhalten:

1. Die Eingangsspannung sowie die Spannungsklasse des eingesetzten Schalters entscheiden darüber, ob der Transformator mit einer Wicklung zur Begrenzung der maximal auftretenden Entmagnetisierungsspannung ausgelegt werden muss. Diese Wicklung ist – obwohl sie auch *Entmagnetisierungswicklung* genannt wird – nicht zwingend für den Abbau der im Transformator gespeicherten Magnetisierungsenergie notwendig. Sie dient lediglich zum Schutz des Schalters vor Zerstörung durch unkontrollierte Überspannung. Besitzt der Schalter eine genügend hohe Sperrspannungsfestigkeit, so können parasitäre oder speziell für diesen Zweck eingesetzte diskrete Kapazitäten parallel zum Schalter als Puffer für den abzubauenen Magnetisierungsstrom genutzt werden. Die maximale Höhe der über dem Schalter anliegenden Ladespannung wird durch die Höhe des Magnetisierungsstroms, die Schwingungszeitkonstante sowie die zu ladende Kapazität bestimmt (vgl. 4.6.2).
2. Ist die vollständige Entmagnetisierung des Transformators in jeder Schaltperiode gewährleistet, so ist es möglich, den Forward-Converter auch mit Tastverhältnissen $\geq 0,5$ zu betreiben. Dies setzt jedoch einen speziell dafür entwickelten Transformator (geringe Kapazitäten, kleine Streuung) sowie ein optimiertes Schaltungslayout voraus. In der Praxis hat sich gezeigt, dass der hierfür notwendige Aufwand nicht durch das erzielbare Ergebnis gerechtfertigt wird. Vor allem die Spannungs- sowie Stromklassen der heute verfügbaren Leistungsschalter entsprechen noch nicht den notwendigen Anforderungen (hohe Sperrspannung in Verbindung mit schnellen Schaltvorgängen und handhabbaren Durchlassverlusten). Hier zeichnet sich mit der Entwicklung von *JFET*-Schaltern eine Lösung ab, die die maximale Leistung für den Forward-Converter deutlich nach oben verschieben kann.
3. Mit einem Transformator-Übersetzungsverhältnis zwischen

$$2 \leq \frac{n_1}{n_2} \leq 4 \quad (4.56)$$

(empirisch und simulativ ermittelt) besitzt der Transformator ein ausgewogenes Verhältnis zwischen minimaler parasitärer Streuung, Baugröße und Ausnutzung des Materials. Durch extreme Übersetzungsverhältnisse erhält man i. d. R. eine Verschlechterung von Parametern, die zum Abweichen vom Gesamtoptimum führen (z.B. extrem hohe Spannungen, ungünstige Tastverhältnisse, hohe Durchlass- oder Ausschaltverluste).

4. Eigenschaften wie Streuung, parasitäre Kapazität des Transformators und Verluste sind maßgeblich vom Transformator-Design abhängig. Ein hoher Verschachtelungsgrad führt zu einer Verringerung der Streuung und gleichzeitig zu einer Vergrößerung der parasitären Kapazitäten. Durch eine ausgeklügelte Bewicklung des Transformators (Verschachtelungsgrad, Leitergeometrie, Windungszahlen, Leiterabstände) können Transformatorverluste erheblich reduziert werden. Diese Effekte gewinnen v.a. bei der Übertragung größerer Leistungen erheblich an Bedeutung und müssen dann unbedingt beim Design berücksichtigt werden.
5. Analog zum Flyback-Converter sollte sich das Verhältnis aus Mittelwert des Schalterstroms während der Einschaltphase und Effektivwert des Schalterstroms im Bereich

$$1,5 \leq \frac{\bar{i}_{Qon}}{i_{Qeff}} \leq 2,5 \quad (4.57)$$

bewegen. Hierdurch wird ein Kompromiss zwischen Ausschalt- und Durchlassverlusten in den Halbleitern geschaffen.

Je spezialisierter der Einsatz und somit die Entwicklung eines DC/DC-Wandlers erfolgt, umso enger ist der Freiraum, diese Designempfehlungen bei der Entwicklung mit einfließen lassen zu können. Stehen sie im Gegensatz zu funktionellen Anforderungen (z.B. wenn ein extremes Übersetzungsverhältnis notwendig ist), so wird letzteren immer der Vorrang zu gewähren sein. Die getroffenen Empfehlungen sind nicht als unbedingt notwendige Kriterien, sondern vielmehr als eine Sammlung von Freiheitsgraden zu verstehen, die dem Entwickler zur Optimierung seines Systems zur Verfügung stehen.

Die realisierte Versuchsschaltung zeigt, dass mit heute erhältlichen Bauteilen und Materialien der Bau und wirtschaftliche Betrieb eines Einschalter Forward-Converters mit einer maximalen Ausgangsleistung von 1000 W möglich ist. Eine Übertragung noch höherer Leistung führt dazu, dass die anfallende Verlustleistung nur mit großem Aufwand bzw. nicht mehr abgeführt werden kann. Ein wirtschaftlicher Betrieb ist nicht mehr gewährleistet und es empfiehlt sich der Einsatz einer anderen Schaltungstopologie. Als leistungsbegrenzende Faktoren sind beim Forward-Converter hauptsächlich der Leistungsschalter, als auch die Gleichrichter- und Freilaufdioden zu nennen. Da bei hohen Pulsfrequenzen in Kombination mit hoher übertragener Leistung die Schaltverluste die größte Rolle spielen, empfiehlt sich der Einsatz von SiC Bauelementen. Die in den passiven Bauelementen auftretenden Verluste können durch die Auswahl geeigneter Kerngrößen und -materialien für induktive Bauelemente bzw. geeigneter Kondensator-

typen gut beherrscht werden. Alle dafür benötigten Angaben erhält der Entwickler aus den Datenblättern der entsprechenden Bauelemente.

Wie gezeigt wurde, ist es durch gezielte Nutzung parasitärer Schaltungselemente sogar möglich, Bauteile einzusparen oder Schaltverluste zu minimieren. Im vorliegenden Fall wurde durch Entfernen der Diode im primärseitigen Entmagnetisierungskreis des Transformators ein Reihenschwingkreis zur Entmagnetisierung des Transformators genutzt. Gerade wegen der hohen auftretenden Spannungsspitzen ist an dieser Stelle der Einsatz eines SiC-Schalters mit den entsprechenden Vorteilen denkbar.

5. Active Power Factor Correction

5.1. Notwendigkeit einer Leistungsfaktorregelung

Spätestens seit Inkrafttreten der Europeanorm EN 61000-3-2 am 1. Januar 2001 unterliegen Schaltnetzteilhersteller erhöhten Anforderungen hinsichtlich des Leistungsfaktors der von ihnen vertriebenen Geräte. In der o.g. Norm werden absolute sowie bezogene Maximalwerte für die Oberschwingungen im Eingangsstrom elektrischer Verbraucher festgelegt. Das Regelwerk findet Anwendung auf alle elektrischen Geräte mit einer Gesamteingangsleistung von mehr als 75 W, die zum Anschluss an das öffentliche Niederspannungs-Verteilnetz mit 220 V oder mehr vorgesehen sind, sowie Beleuchtungseinrichtungen unabhängig von der Leistung.

Die Geräte, für die die EN 61000-3-2 gilt, werden in vier Klassen aufgeteilt. Für jede dieser Klassen sind verschiedene Grenzwerte für die Oberschwingungen definiert:

Oberschwingungs- ordnung n	Klasse A (absolut)	Klasse B (absolut)	Klasse C (bezogen)	Klasse D (bezogen)
ungerade	3	2,3 A	3,45 A	30
	5	1,14 A	1,71 A	10
	7	0,77 A	1,16 A	7
	9	0,4 A	0,6 A	5
	11	0,33 A	0,5 A	3
	13	0,21 A	0,32 A	3
	15 – 39	$0,15 \cdot \frac{15 \text{ A}}{n}$	$0,225 \cdot \frac{15 \text{ A}}{n}$	3
gerade	2	1,08 A	1,62 A	2
	4	0,43 A	0,65 A	
	6	0,3 A	0,45 A	
	8 – 40	$0,23 \cdot \frac{8 \text{ A}}{n}$	$0,35 \cdot \frac{8 \text{ A}}{n}$	

Tabelle 5.1.: In EN 61000-3-2 festgelegte Grenzwerte [60]

Klasse A: 3-Phasen-Geräte mit symmetrischer Belastung, Haushaltgeräte, ausgenommen Geräte, die in die Klasse D fallen, Elektrowerkzeuge, ausgenommen tragbare Elektrowerkzeuge, Beleuchtungsregler (Dimmer) für Glühlampen, Audio-Einrichtungen, Geräte, die nicht in eine der drei anderen Klassen fallen.

Klasse B: Tragbare Elektrowerkzeuge

Klasse C: Beleuchtungseinrichtungen

Klasse D: Personalcomputer (PCs) und Bildschirme (Monitore) für Personalcomputer sowie Fernseh-Rundfunkempfänger mit einer Eingangswirkleistung $< 600\text{ W}$

Von der Norm ausgenommen sind:

- Geräte mit einer Eingangswirkleistung von 75 W oder weniger, die keine Beleuchtungseinrichtungen sind
- Professionell genutzte Geräte mit einer Gesamtwirkleistung, die größer als 1 kW ist
- Symmetrisch gesteuerte Heizelemente mit einer Eingangswirkleistung, die kleiner oder gleich 200 W ist
- Unabhängige Beleuchtungsregler (Dimmer) für Glühlampen mit einer Eingangswirkleistung, die kleiner oder gleich 1 kW ist

Eine Regelung für Geräte mit einer Eingangsleistung von mehr als 1 kW befindet sich zur Zeit in der Entwurfsphase [24].

Der größte Teil der in dieser Arbeit untersuchten DC/DC-Wandler fällt aufgrund des Leistungs- und Zielbereichs in die Kategorie A oder D. Daher ist es notwendig, die Energie im Zwischenkreis des Schaltnetzteils auf eine Weise aus dem öffentlichen Netz zu beziehen, die dieses nicht mit Oberschwingungen belastet, welche außerhalb der o.g. Grenzwerte liegen.

In der Vergangenheit geschah diese Energieentnahme oft durch möglichst einfache Gleichrichtung der Netzspannung über Dioden und Glättung der erhaltenen Gleichspannung durch eine große Zwischenkreiskapazität (vgl. Abb. 5.1). Das Resultat sind Spannungs- und Stromverläufe, wie sie in Abbildung 5.2 zu sehen sind. Die kurzen Ladeimpulse im Eingangsstrom resultieren in einem hohen prozentualen Anteil Harmonischer Frequenzen im Eingangsstromspektrum.

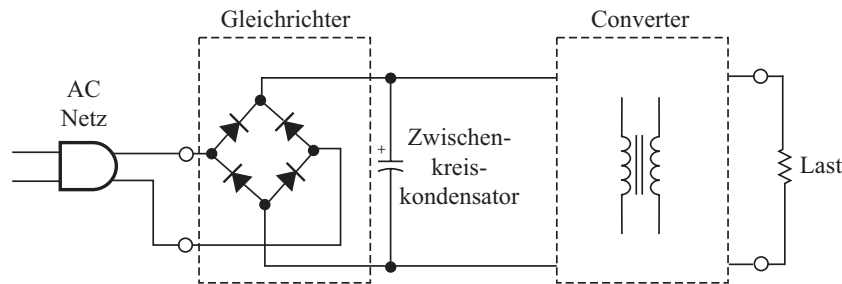


Abbildung 5.1.: Herkömmliche Diodengleichrichtung ohne PFC

Der Power Factor ist definiert durch das Verhältnis aus aufgenommener Wirkleistung und Scheinleistung und beträgt im Idealfall (ohmsches Verhalten) 1.

$$PF = \frac{P}{S} = \cos \varphi_1 \frac{i_{S1}}{i_S} \quad (5.1)$$

Aktive Power Factor Correction-Schaltungen (PFC) bieten die Möglichkeit, die Form des Eingangsstromes eines Gerätes aktiv an die Form der anliegenden Eingangsspannung anzupassen. Auf diese Weise wird der *Power Factor* der Anwendung verbessert, der Anteil der Harmonischen im Verhältnis zur Grundschiwingung wird geringer. Der Effektivwert des Netzstromes wird geringer, wenn der Zwischenkreiskondensator nicht impulsweise (siehe Abb. 5.2) sondern über die komplette Netzperiode verteilt (qualitativer Verlauf siehe Abb. 5.3) geladen wird.

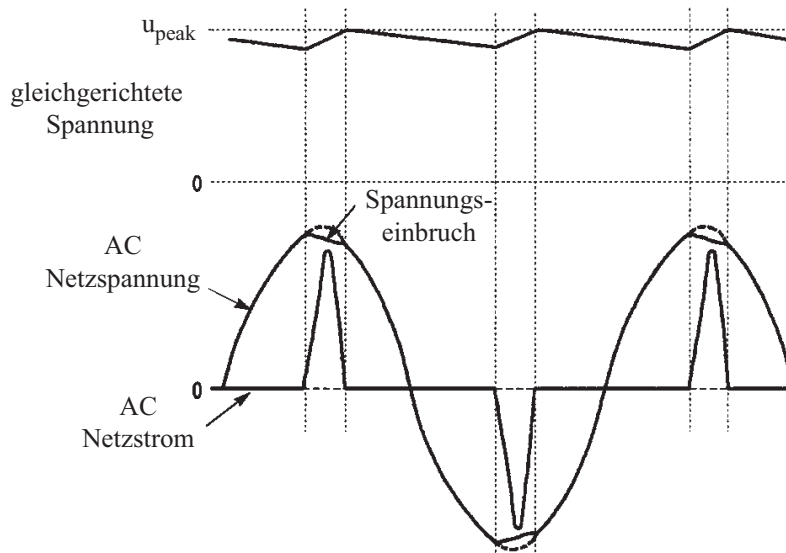


Abbildung 5.2.: Netzspannungs- und Stromverläufe ohne aktive PFC (Diodengleichrichtung)

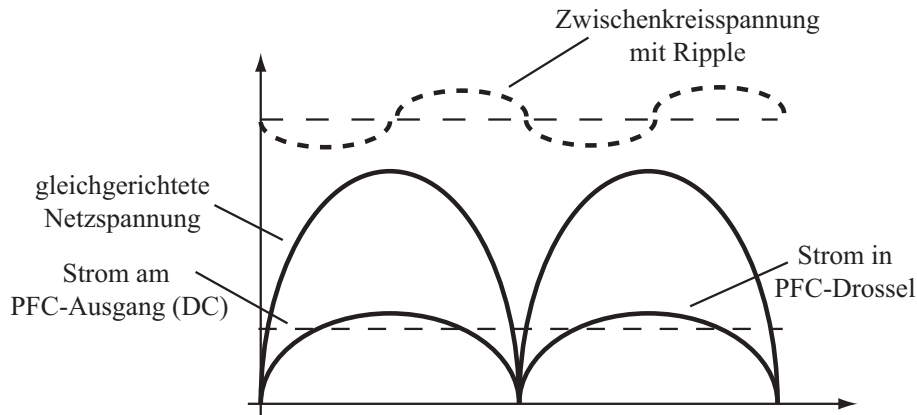


Abbildung 5.3.: Qualitative Netzspannungs- und Stromverläufe mit aktiver PFC

Weitere Vorteile der aktiven Leistungsfaktorkorrektur neben der Einhaltung geltender Normen gegenüber herkömmlicher Brückengleichrichtung sind:

- Höhere Ausgangsleistung möglich (bei gleichem Eingangsstrom-Effektivwert)
- Geringere Stromaufnahme möglich (bei gleicher Ausgangsleistung)
- Weiter Eingangsspannungsbereich möglich, dadurch ist das Gerät weltweit einsetzbar
- In 3-phasiger Anordnung heben sich die Nulleiterströme am Netzanschlusspunkt auf

5.2. Schaltungskonzepte

Prinzipiell ist zum Aufbau einer PFC-Schaltung jede einfache Schaltnetzteiltopologie (Boost, Buck, Flyback) geeignet, da die einzigen Anforderungen darin bestehen, den Eingangsstrom auf die Form der Eingangsspannung und eine gewünschte Amplitude zu regeln [58]. In Abhängigkeit von der gewählten Topologie kann die Form des Eingangsstroms mehr oder weniger gut sinusförmig gestaltet werden. So ist dies z.B. mit einem Buck-Converter bei geringem Momentanwert der Eingangsspannung nur sehr begrenzt möglich. Für höhere Leistungen hat sich der Einsatz eines Boost-Converters durchgesetzt, da hier der Eingangsstrom durch eine Induktivität fließt und sowohl relativ gut zu glätten, als auch über einen Widerstand zu messen ist. Für kleinere Leistungen ist

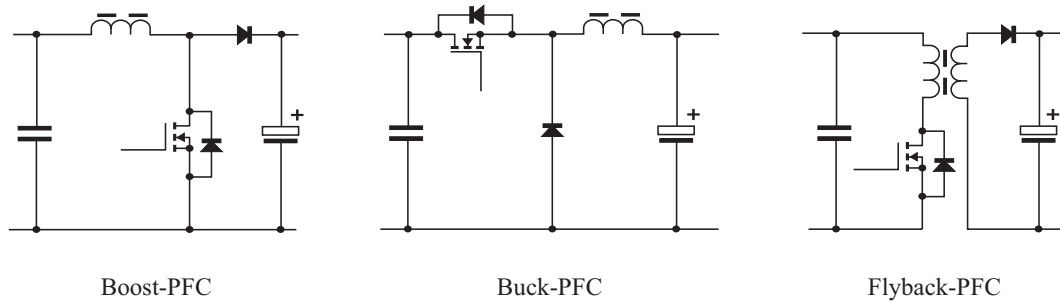


Abbildung 5.4.: Schaltungsvarianten für aktive PFC

der Einsatz einer Flyback-Topologie nicht unüblich, da hier sowohl PFC-Funktionalität als auch Potenzialtrennung und Regelung der Ausgangsspannung kombiniert sind.

Die Regelung und Ansteuerung der Leistungsschalter erfolgt durch spezielle PWM/-PFC-Kombi-Schaltkreise, wie z.B. *UC3854* von *Unitrode* (jetzt *Texas Instruments*) oder *TDA16888* und *ICE1PCS01* von *Infineon*. Diese Ansteuerschaltkreise vereinen PFC-Funktion, Zwischenkreisspannungsregelung und teilweise auch PWM-Funktion in einem Bauteil. Der in der Praxis erreichbare Power Factor liegt damit bei 0,999. Da das Prinzip einer PFC darauf beruht, die Form des Eingangsstromes der der Eingangssspannung anzupassen, ist eine Regelung der PFC-Ausgangsspannung nur bedingt möglich. Wird die Regelung so ausgelegt, dass sie die 100 Hz-Welligkeit auf der Ausgangsspannung eliminiert, so geht die PFC-Funktionalität teilweise verloren. Der Grund hierfür ist, dass der Sollwert des inneren Stromregelkreises aus dem Produkt von momentaner Eingangsspannung und Ausgangsgröße des Spannungsreglers gebildet wird. Ist der umgebende Spannungsregelkreis nicht entscheidend langsamer in seiner Dynamik als der Stromregelkreis, so bewirkt er eine Abweichung der Netzstromform von der anliegenden Spannungsform und somit eine Verschlechterung des Power Factors. Es ist also lediglich eine Regelung des Mittelwertes der Ausgangsspannung in der Praxis sinnvoll. Die 100 Hz-Welligkeit kann durch die Größe des PFC-Ausgangskondensators eingestellt werden [38].

Hinsichtlich der beiden Funktionen PFC-Funktionalität und Potenzialtrennung können ein- sowie zweistufige Schaltungskonzepte unterschieden werden. Bei den einstufigen Varianten sind diese beiden Funktionen in einer funktionalen Baugruppe des Schaltnetzteils enthalten. Wie in Abbildung 5.5 zu sehen ist, besteht die erste Baugruppe aus der PFC-Schaltung, die gleichzeitig die Potenzialtrennung übernimmt (PFC-Flyback). Durch den nachgeschalteten Tiefsetzsteller wird die Spannung auf den gewünschten

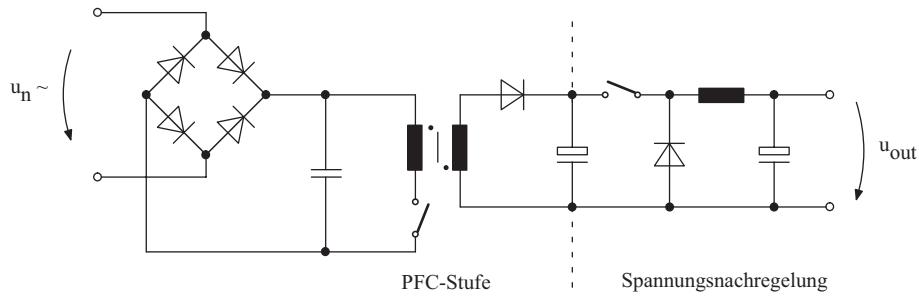


Abbildung 5.5.: Einstufiges Konzept mit Flyback-PFC

Ausgangsspannungswert nachgeregelt. Das komplementäre Konzept dazu ist Abbildung 5.6 zu entnehmen. Hier ist ausschließlich die PFC-Funktion in der ersten Baugruppe enthalten (Boost-PFC), die Potenzialtrennung und Spannungsregelung erfolgt durch den daran angeschlossenen Flyback-Converter.

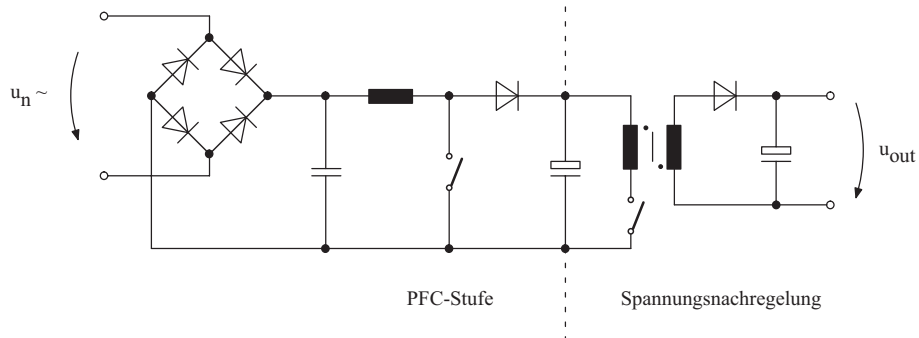


Abbildung 5.6.: Zweistufige Variante mit Boost-PFC

Wie aus den Ein- und Ausgangsgrößen der Baugruppen in Tabelle 5.2 hervorgeht, unterliegt der Flyback-Converter in jedem der Konzepte anderen Anforderungen (siehe auch Anhang A.5). In der einstufigen Variante muss im Falle eines Weitbereichs-Eingangs ein großer Eingangsspannungsbereich (90 V AC – 280 V AC) in eine relativ niedrige Gleichspannung (hier ca. 60 V DC) gewandelt werden. Dies bedeutet, dass der Transformator für einen weiten Spannungsbereich dimensioniert werden muss, somit größer wird und einen bedeutenderen Kostenfaktor darstellt als in einer zweistufigen PFC-Schaltung. Darüber hinaus lässt sich eine Induktivität für einen großen Spannungsbereich nicht so gut bezüglich ihrer Verlustleistung optimieren wie Bauelemente für enger eingegrenzte Arbeitsspannungsbereiche. Es sind bei diesem Konzept also größere Verluste im PFC-Transformator zu erwarten als beim zweistufigen Konzept. Der Vorteil des Konzeptes kommt vorwiegend in solchen Anwendungen zum Tragen, in

	1-stufig	2-stufig
1. Baugruppe	PFC-Flyback Potenzialtrennung Weitbereichs-Eingang 90 V–280 V AC \rightarrow 60 V DC $\frac{n_1}{n_2} = \frac{96}{24}$	PFC-Step-Up Weitbereichs-Eingang 90 V–280 V AC \rightarrow 400 V DC
2. Baugruppe	Tiefsetzsteller 60 V DC \rightarrow 48 V DC	Flyback-Converter Potenzialtrennung 400 V DC \rightarrow 48 V DC $\frac{n_1}{n_2} = \frac{50}{25}$

Tabelle 5.2.: Praktische Unterschiede verschiedener PFC-Konzepte für eine identische Beispielanwendung

denen keine Ausgangsspannungsregelung nachgeschaltet werden muss. Im PC-Bereich könnte so durch das einstufige PFC-Netzteil eine Rohspannung bereitgestellt werden, die erst am jeweiligen Verbraucher auf die gewünschte Spannungsebene geregelt wird. Als weiterer Vorteil ist bei der Flyback-PFC (wie auch bei der Buck-PFC) die Möglichkeit der Einschaltstrombegrenzung und des Kurzschlusschutzes zu nennen.

Besteht die Anforderung, eine geregelte Spannung am Ausgang zur Verfügung zu stellen, so ist das zweistufige Konzept mit Boost-PFC die Lösung, mit der heute die besten Ergebnisse bezüglich Power Factor, Kosten und Ausgangsspannungsqualität erzielt werden. Aufgrund des kontinuierlichen Eingangsstromes besteht hier die geringste Belastung des Eingangskondensators und der Eingangsfilter kann entsprechend klein ausgelegt werden. Da ständig Energie aus dem Netz geliefert wird und die PFC-Drossel nur einen Teil speichern muss, fällt diese kleiner aus als bei den anderen Topologien. Der Transformator des nachgeschalteten Flyback-Converters kann kleiner dimensioniert werden als in der vorhergehenden Variante, da diesem hier eine annähernd konstante Eingangsspannung zur Verfügung steht. Von Nachteil ist, dass keine Möglichkeit einer Einschaltstrombegrenzung durch den Schalter gegeben ist [39].

Aufgrund der vorgenannten Eigenschaften der Boost-PFC und ihrer weiten Verbreitung wird diese Topologie im Folgenden näher untersucht.

5.3. PFC-Drossel

Da die Drossel Energie aus dem Netz zwischenspeichern muss, wird ein Magnetkreis mit Luftspalt benötigt. Hierzu kann entweder Ferritmaterial mit einem explizit ausgeführten Luftspalt (z.B. ETD-Kerne) oder Pulvermaterial (z.B. *KoolM μ*) mit verteiltem Luftspalt eingesetzt werden, wobei Pulvermaterial einige Vorteile bietet. In der Regel verringert sich die Größe der PFC-Drossel mit steigender Pulsfrequenz der PFC-Schaltung. Bei Ferritmaterial ist dies jedoch nur bis ca. 200 kHz der Fall. Eine weitere Frequenzerhöhung darüber hinaus bringt keine Verringerung der Baugröße der Drossel mehr mit sich. Pulvermaterial besitzt den Vorteil, dass die Größe einer PFC-Drossel aus diesem Material auch bei Betriebsfrequenzen über 200 kHz noch abnimmt – jedoch nicht mehr in dem Maße wie unterhalb dieser Grenze [16]. Des Weiteren hat sich in der Praxis gezeigt, dass die von einer PFC-Drossel in Ringform ausgehende EMV-Störaussendungsproblematik leichter zu beherrschen ist als beim Einsatz anderer Kernformen. Die Gründe hierfür liegen in der geschlossenen Geometrie und der daraus resultierenden homogenen Verteilung des elektromagnetischen Feldes sowie den geringen Wicklungskapazitäten.

Entscheidenden Einfluss auf die Größe der eingesetzten Drossel hat der Eingangsspannungsbereich der PFC. Soll das Gerät in der Lage sein, die volle Ausgangsleistung über einen weiten Eingangsspannungsbereich (z.B. 85 V – 265 V) zur Verfügung zu stellen, so steigt der Netz-Eingangsstrom im gleichen Maße an, in dem die Eingangsspannung absinkt:

$$\hat{i}_{in} = \sqrt{2} \frac{P}{u_{in\,eff}} \quad (5.2)$$

Für den magnetischen Fluss gilt vereinfacht:

$$\hat{\Phi} = \hat{B} A_{magn} \sim n \hat{i}_{in} \quad (5.3)$$

$$\rightsquigarrow A_{magn\,min} \geq \frac{n \hat{i}_{in}}{B_{max}} \quad (5.4)$$

Dies bedeutet, dass der magnetische Querschnitt A_{magn} des eingesetzten Drosselkerns im gleichen Maße wie der Netzstrom \hat{i} steigen muss, um die maximal zulässige magnetische Flussdichte des Materials nicht zu überschreiten. Die Drossel wird umso größer, je niedriger die minimal zulässige Eingangsspannung bei konstanter Leistung wird. (Der Stromripple wurde hier aus Gründen der Anschaulichkeit vernachlässigt. Er ist in die exakten Berechnungen mit einzubeziehen.)

5.4. PFC-Schalter

Das notwendige Tastverhältnis des Schalters kann aus der Übertragungsfunktion der Boost-PFC berechnet werden:

$$\frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{1}{1 - D_S} \quad (5.5)$$

$$\leadsto D_S = 1 - \frac{u_{in}}{u_{out}} \quad (5.6)$$

Das maximale Tastverhältnis wird in der Praxis durch die minimale Ausschaltdauer des eingesetzten PFC-Schaltkreises sowie die Schaltfrequenz festgelegt. Dies bedeutet, dass das Tastverhältnis unter Umständen im Bereich der Nulldurchgänge der Netzspannung nicht so groß eingestellt werden kann, wie es momentan nötig wäre. Diese Beschränkung kann in Abhängigkeit vom Belastungszustand den Leistungsfaktor verschlechtern.

$$D_{Smax} = 1 - t_{offmin} \cdot f_{PFC} \quad (5.7)$$

Den gleichen Effekt auf den Leistungsfaktor kann eine zu große Induktivität der PFC-Drossel haben. Im Bereich um die Netzspannungs-Nulldurchgänge kann dann die Steigung des Netzstromes $\frac{di}{dt}$ nicht so groß wie benötigt eingestellt werden. Das Ergebnis sind Abweichungen der Stromform von der Form der Netzspannung für kleine Momentanwerte der Eingangsspannung und somit für diese Betriebspunkte ein Leistungsfaktor < 1 .

Da die PFC-Eingangsstufen oft dazu genutzt werden, einen Spannungs-Weitbereichs-Eingang zu realisieren, ist der Schalter bezüglich der Stromtragfähigkeit nach den Beanspruchungen bei niedrigster Eingangsspannung zu dimensionieren. Beim minimalen Effektivwert der Netzeingangsspannung liegt der größte effektive Eingangsstrom und das größte mittlere Tastverhältnis des Schalters vor. Aufgrund des komplementären Verhaltens der Tastverhältnisse unterscheiden sich die effektive Strombelastung von Schalter und Diode in diesem Arbeitspunkt deutlich. Unter Umständen ist es nötig, zur Reduktion der Durchlassverluste zwei Schalter parallel zu betreiben.

5.5. PFC-Diode

Die PFC-Diode leitet den Netzstrom während der Sperrzeiten des Schalters. Das Tastverhältnis ergibt sich somit aus Gl. (5.6):

$$D_D = \frac{u_{in}}{u_{out}} \quad (5.8)$$

Die Anforderungen an die Diode bestehen darin, dass sie die Zwischenkreisspannung (i.d.R. 360 V–400 V) sperren sowie während ihrer Einschaltzeiten den Drosselstrom führen muss. Speziell bei hohen Frequenzen der PFC-Schaltung sind geringe Schaltverluste sowie ein kleiner Diodenrückstrom wichtige Eigenschaften. Als nahezu ideale Bauteile für PFC-Anwendungen haben sich SiC-Dioden herausgestellt. Sie kombinieren geringe Sperrschichtkapazitäten und minimale Umladeströme mit hoher Sperrspannungsfestigkeit und geringen Durchlassverlusten.

Beim Einsatz von SiC-Dioden in PFC-Schaltungen ist es wichtig, den im Datenblatt angegebenen maximal zulässigen Spitzenstrom nicht zu überschreiten. Abhängig vom konkreten Diodentyp kann die SiC PFC-Diode einfach durch das Zuschalten der Netzspannung am Eingang des Gerätes zerstört werden. Grund hierfür ist die immense Stromspitze beim ersten Laden des Zwischenkreiskondensators. Abhilfe schafft hier eine parallel zur PFC-Drossel und SiC-Diode geschaltete herkömmliche Diode, über die der Zwischenkreiskondensator beim Zuschalten der Netzspannung auf Netzspannungsamplitude vorgeladen wird. Sobald die Spannung am Zwischenkreis die Amplitude der Netzspannung übersteigt, befindet sich die PFC im Boost-Betrieb und die Paralleldiode wird nicht mehr leitend.

5.6. PFC-Schaltkreise

Moderne PFC-ICs erfüllen drei grundlegende Funktionen:

- Modellierung der Form des Netzstroms: Die Stromregelung passt die Form des Netzstroms der Form der Netzspannung an. Ziel ist es, einen gegen 1 gehenden Leistungsfaktor zu erreichen.
- Regelung der PFC-Ausgangsspannung: Der Stromregelung ist eine Spannungsregelung übergeordnet. Diese hält den Mittelwert der PFC-Ausgangsspannung konstant. Die Ausgangsspannung ist jedoch immer mit einem Ripple behaftet, der die doppelte Netzfrequenz besitzt. Es ist nicht möglich, diese Welligkeit unter Beibehaltung eines guten Leistungsfaktors auszuregeln, da eine dynamische Spannungsregelung eine Abweichung der Stromform von der der Netzspannung zur Folge hat.
- Leistungsbegrenzung: In PFC-Schaltungen wird der Momentanwert des Netzeingangsstromes über einen Shunt-Widerstand gemessen. In jeder Pulsperiode wird

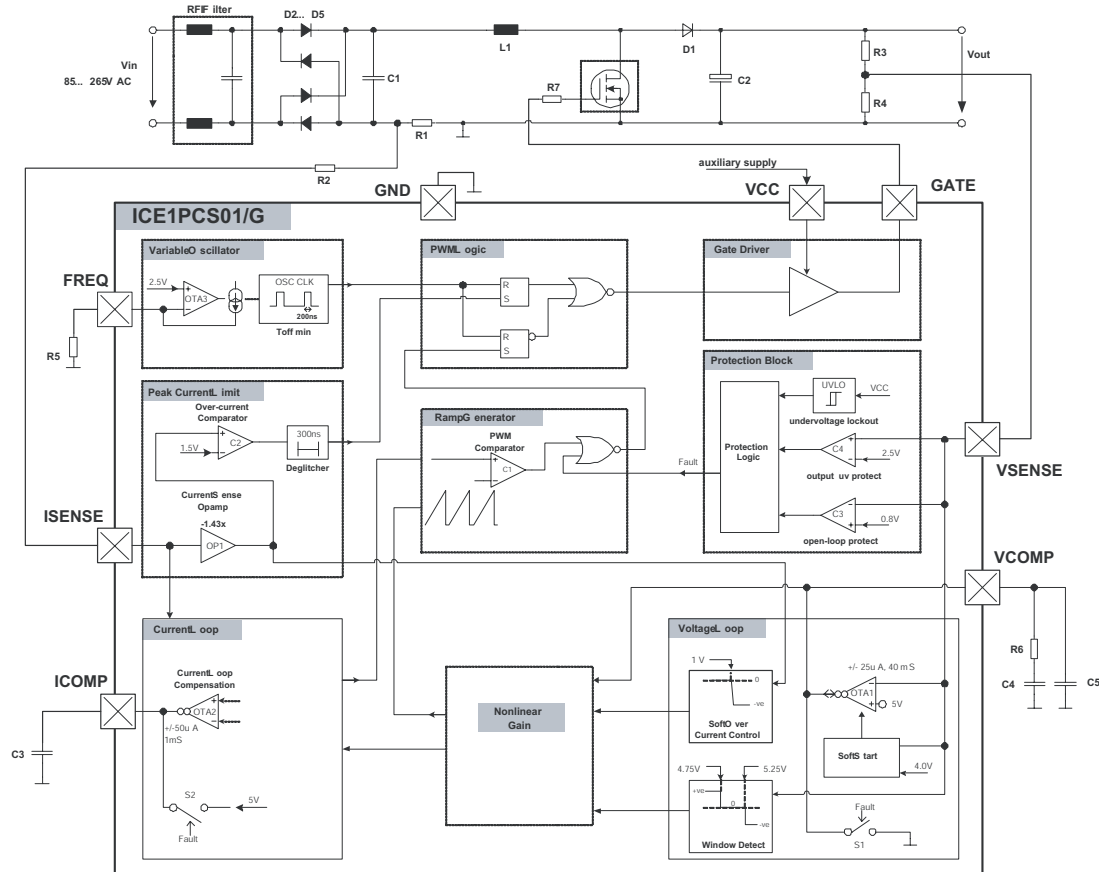


Abbildung 5.7.: Beispielhafte Darstellung des Blockschaltbilds eines *Infineon ICE1PCS01* in einer Boost-PFC [50]

dieser Wert mit einem festen Schwellwert verglichen und im Falle einer Überschreitung der Schalter ausgeschaltet (sog. *cycle-by-cycle current limiting*). Hierdurch wird die maximale Strom- und somit auch Leistungsaufnahme aus dem Netz begrenzt.

Viele Halbleiterhersteller bieten spezielle PFC-Schaltkreise oder Kombinationen aus PFC- und PWM-Schaltkreisen an, mit denen der Leistungsfaktor praktisch zu 1 geregelt werden kann (bei entsprechenden Netzeingangsbedingungen). Bei der Auswahl des PFC-ICs kann es von Vorteil sein, einen genauen Blick auf spezielle Eigenschaften zu werfen, die das Bauteil von Produkten anderer Hersteller unterscheiden. So hat z.B. *Infineon* die in Abschnitt 5.5 angesprochene Problematik der Begrenzung von Spitzenströmen bei SiC-Dioden erkannt und im PFC-Schaltkreis der neuesten Generation *ICE1PCS01* (Abb. 5.7) umgesetzt. Der IC besitzt einen Soft-Start, der das Tastverhältnis des Schalters bei Inbetriebnahme kontinuierlich erhöht, um eine Überbelastung

der Diode durch den Strompeak beim ersten Laden des Zwischenkreiskondensators zu vermeiden [50].

5.7. Praktischer Aufbau einer PFC-Eingangsstufe

Um das Potenzial, das sich aus der praktischen Umsetzung der in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Maßnahmen ergibt, zu demonstrieren, wurde ein Demonstrator-Versuchsnetzteil dimensioniert. Dieses besteht exemplarisch aus einer Boost-PFC als Eingangsteil und einem Forward-Converter mit Transformator als DC/DC-Wandler. Die angestrebten Eckdaten der Gesamtschaltung sind nachfolgend aufgelistet:

Leistungsbereich: Es wird eine mögliche Ausgangsleistung von mindestens 800 W angestrebt, die unabhängig von der Eingangsspannung verfügbar ist. Im Nennarbeitspunkt (230 V Eingangsspannung) beträgt die Nennleistung 1000 W.

Eingangsspannungsbereich: Aufgrund der Weitbereichs-PFC kann eine Eingangsspannung zwischen 85 V und 265 V AC mit einer Frequenz zwischen 50 Hz – 60 Hz anliegen.

Derating: Bei extrem niedriger Eingangsspannung (115 V – 15 %) soll eine Ausgangsleistung von 800 W abnehmbar sein. Mit steigender Netzeingangsspannung kann die maximal mögliche Ausgangsleistung ebenfalls ansteigen. Die sog. *current-mode*-Regelung der PFC-Stufe begrenzt die maximal mögliche Ausgangsleistung.

Zwischenkreisspannung: Die Ausgangsspannung der PFC-Stufe beträgt 400 V.

Leistungsdichte: Die angestrebte Leistungsdichte liegt im Bereich um 10 W/in^3 . Das bedeutet, dass das komplette Gerät mit 1000 W Leistung ein Gehäusevolumen von ca. 1639 cm^3 besitzen darf.

Der Schaltplan sowie das Boardlayout der Versuchsschaltung sind im Anhang auf den Seiten 206 bis 208 abgebildet. Im Folgenden werden nur die wichtigsten Daten der PFC-Schaltung beschrieben bzw. berechnet. Der Fokus dieses Abschnittes liegt auf der praktischen Umsetzung der zuvor beschriebenen Maßnahmen zur optimalen Auslegung einer PFC. Daher werden die einzelnen Designschritte hier nicht im Detail erklärt.

5.7.1. Dimensionierung

Die verwendete Topologie (Abb. 5.6) wurde bereits in den Abschnitten 5.2 bis 5.6 vorgestellt und analysiert. Aus den folgenden Eckdaten lassen sich alle für die Dimensionierung benötigten Größen errechnen:

Maximale Eingangsspannung:	265 V
Minimale Eingangsspannung:	85 V
Derating wenn Eingangsspannung:	≤ 98 V
Nominelle Ausgangsleistung:	1000 W
Ausgangsleistung (@ low line):	800 W
PFC-Ausgangsspannung:	400 V
Geschätzter Wirkungsgrad:	0,94
Stromripple:	0,16
PFC-Schaltfrequenz:	230 kHz

Das Derating der maximal verfügbaren Leistung am Ausgang der PFC ist nötig, um die Stromaufnahme und somit die Verluste der PFC bei sehr niedriger Eingangsspannung zu begrenzen. Durch die sogenannte *Current-Mode* Regelung des PFC-ICs wird sichergestellt, dass der Netzeingangsstrom einen über den Shunt einstellbaren Wert nicht überschreitet. Befindet sich die PFC in der Strombegrenzung, bedeutet dies, dass bei einer weiteren Abnahme der Netzeingangsspannung die Leistung am Ausgang reduziert werden muss, um die Spannung am Zwischenkreiskondensator konstant zu halten. Wird zu viel Leistung aus dem Zwischenkreis entnommen, so sinkt dessen Spannung ab und die PFC deaktiviert sich aufgrund von Unterspannung.

Bei einem angenommenen Wirkungsgrad von 0,94 beträgt der Eingangsstrom der PFC bei Nennlast und 98 V Netzspannung (Effektivwerte):

$$i_{in\ max} = \frac{1000\ \text{W}}{0,94 \cdot 98\ \text{V}} = 10,9\ \text{A} \quad (5.9)$$

Dieser Wert wird als maximal zulässiger Netzeingangsstrom festgelegt. Somit ist die am Ausgang der PFC verfügbare Maximalleistung bei 98 V Eingangsspannung:

$$p_{out\ lowline} = 10,9\ \text{A} \cdot 85\ \text{V} \cdot 0,94 = 870\ \text{W} \quad (5.10)$$

Der Zusammenhang ist in Abbildung 5.8 grafisch dargestellt. Weitere Informationen zum Current-Mode und der Möglichkeit zur Leistungsbegrenzung mit dem verwendeten PFC-IC sind in [38], [44] und [45] zu finden.

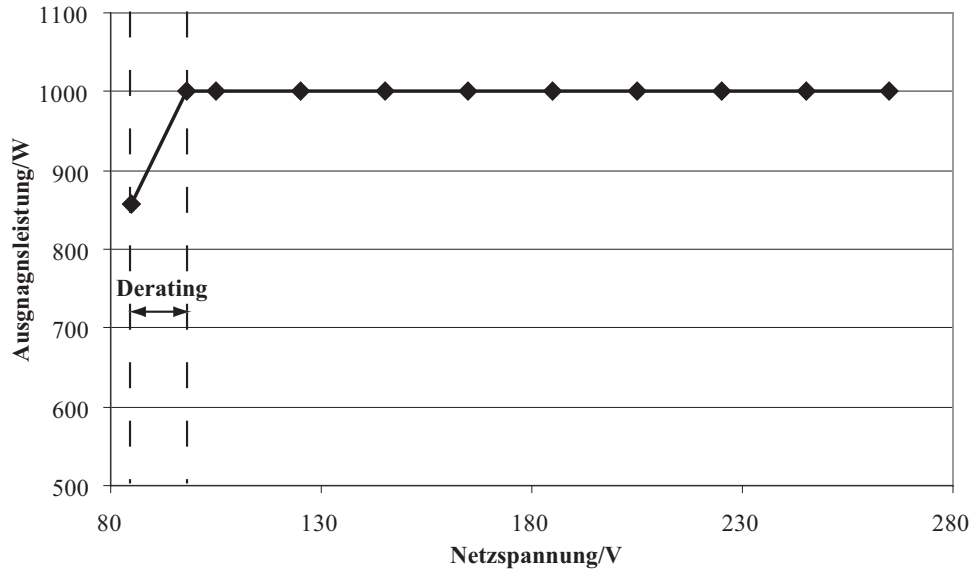


Abbildung 5.8.: Maximal verfügbare Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Netzeingangsspannung

PFC-Drossel Das maximale Tastverhältnis der PFC-Stufe beträgt zum Zeitpunkt des Scheitelwerts der Netzspannung beim niedrigsten Eingangsspannungswert mit nomineller Leistung:

$$D_{max} = \frac{400 \text{ V} - \sqrt{2} \cdot 98 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0,654 \quad (5.11)$$

Der maximale Netzstrom beträgt:

$$\hat{i}_{peak} = \frac{1000 \text{ W}}{0,94 \cdot 98 \text{ V}} \cdot \sqrt{2} = 15,35 \text{ A} \quad (5.12)$$

Die Induktivität der PFC-Drossel ergibt sich somit zu:

$$\rightsquigarrow L = \frac{98 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,654}{15,35 \text{ A} \cdot 0,16 \cdot 230000 \text{ Hz}} = 160 \mu\text{H} \quad (5.13)$$

Unter Verwendung eines Ringkerns vom Typ *KoolMμ* (77439-A7, $A_L = 135 \text{ nH}$, $A_m = 199 \text{ mm}^2$, Außendurchmesser 46.7 mm, Volumen 21.3 cm^3) des Herstellers *Magnetics* wird folgende Windungszahl benötigt [49]:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{160 \mu\text{H}}{0,135 \mu\text{H}}} \approx 35 \quad (5.14)$$

Die maximale Flussdichte in der PFC-Drossel beträgt [8]:

$$\hat{B}_{max} = w \hat{i}_{max} \frac{A_L}{A_{mag}} = 35 \cdot 15,35 \text{ A} \frac{0,135 \mu\text{H}}{199 \text{ mm}^2} \approx 0,365 \text{ T} \quad (5.15)$$

Der maximale Leiterdurchmesser für eine einlagige Wicklung ergibt sich zu:

$$35 \text{ Wdg.} \rightsquigarrow \text{max. Durchmesser} \leq 2.0 \text{ mm} \quad (5.16)$$

Weitere Verlustberechnungen [64] führen zu 2.7 W Kupferverlusten und 2.7 W Eisenverlusten. Verschiedene Simulationen zeigen, dass die gewählte Drossel für diese Anwendung ein Optimum mit Gesamtverlusten von 5.4 W darstellt.

Halbleiter Aufgrund des Netzstrom-Effektivwertes von 10,9 A wird eine Parallelschaltung von zwei MOSFETs des Typs *SPP20N60C3* von *Infineon* als Leistungsschalter eingesetzt. Diese Halbleiter stellen zum Zeitpunkt der Untersuchungen für die vorliegende Arbeit den gegenwärtigen Stand der Technik in der Spannungsklasse bis 600 V dar. Der niedrige Durchlasswiderstand sowie die kurzen Schaltzeiten wirken sich positiv auf die Schaltungsverluste aus [51]. Die Spannungsklasse bis 600 V ist ausreichend, da die hart eingepreßte Spannung an den Transistoren in dieser Anwendung maximal 400 V beträgt.

Als PFC-Diode wird eine Silicium-Carbid Diode *SMT08N60* von *Infineon* eingesetzt (siehe auch Abschnitt 3.2). Da das Tastverhältnis der Diode sich komplementär zu dem des Leistungsschalters verhält, ist die Strombelastung für die Diode erheblich geringer als für den Schalter:

$$i_{D\text{eff}} = \frac{1000 \text{ W}}{0,94 \cdot 400 \text{ V} \cdot \sqrt{1 - 0,654}} = 4,52 \text{ A} \quad (5.17)$$

Aus diesem Grund ist eine Diode mit 8 A Nennstrom ausreichend.

5.7.2. Messergebnisse

Die in Abbildung 5.9 dargestellten Messergebnisse wurden mit voll bestücktem Netzeingangsfiler an der Eingangsstufe des Versuchsnetzteils aufgenommen. Zur Verdeutlichung des maximalen Leistungspotenzials wurden die Gatevorwiderstände zum Ein- und Ausschalten auf 2Ω verringert. An den gemessenen Kurvenverläufen des Power Factors für 200 W, 600 W sowie 1000 W Ausgangsleistung lässt sich gut der Einfluss des Netzstroms erkennen. Bei kleiner Leistung wird der Leistungsfaktor mit zunehmender Netzeingangsspannung kleiner, da die Stromaufnahme sinkt. Ab 600 W abgegebener

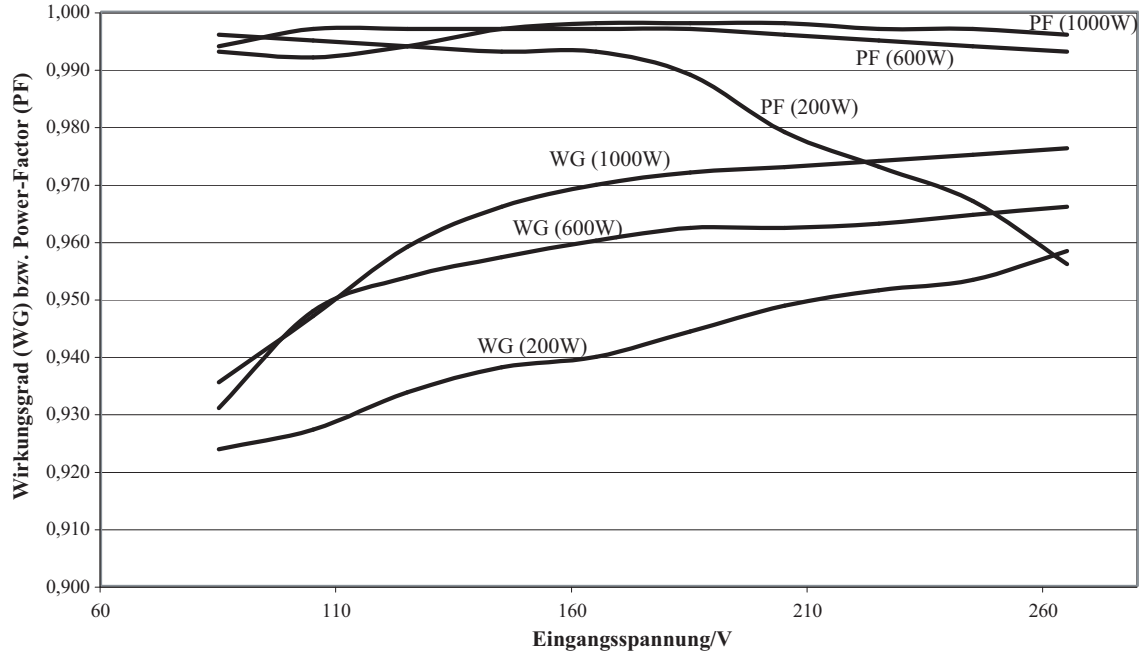


Abbildung 5.9.: Wirkungsgrad (WG) und Power Factor (PF) der PFC in Abhängigkeit von ihrer Ausgangsleistung und Netzeingangsspannung

Leistung ist die Stromaufnahme bis hin zur maximalen Eingangsspannung groß genug, um durchweg einen Power Factor von über 0,990 zu erzielen. Der maximale gemessene Leistungsfaktor liegt bei 0,998.

Der Wirkungsgrad nimmt für alle drei Leistungskurven mit steigender Eingangsspannung zu. Dies liegt in der Verringerung der Stromaufnahme bei Erhöhung der anliegenden Spannung begründet. Somit reduzieren sich Schalt- und Durchlassverluste in den Halbleiterschaltern, die den größten Teil der Gesamtverluste ausmachen. Je kleiner die Netzeingangsspannung wird, umso steiler wird der Abfall des Wirkungsgrads der PFC-Schaltung. Zum leichteren Verständnis lässt sich dieser Zusammenhang vereinfacht ausdrücken:

$$\text{Betriebspunkt 1 mit } u_{in1} \rightsquigarrow i_{in1} = \frac{p}{u_{in1}} \rightsquigarrow p_V \sim i_{in1}^2 \quad (5.18)$$

$$\text{Betriebspunkt 2 mit } u_{in2} = \frac{1}{2} u_{in1} \rightsquigarrow i_{in2} = 2 i_{in1} \rightsquigarrow p_V \sim (2 i_{in1})^2 = 4 i_{in1}^2 \quad (5.19)$$

Die Durchlassverluste steigen bei Verringerung der Eingangsspannung demzufolge nicht linear sondern quadratisch an. Dies fällt umso größer ins Gewicht, je höher die aufgenommene Leistung ist. Aus diesem Grund ist es von Vorteil, eine sehr hohe bzw. maximale Leistungsaufnahme bei niedriger Netzeingangsspannung zu vermeiden.

5.8. Designempfehlungen für PFC-Schaltungen

1. In einer PFC ist die Strombelastung für die Diode i. d. R. erheblich geringer als für den Schalter. Daher ist es hier möglich, moderne SiC-Dioden, die heute noch relativ kleine Chipflächen aufweisen, dennoch sehr effizient einzusetzen.
2. Bei konstanter Leistung steigt die Netzstromaufnahme der PFC in dem Maße an, wie sich die Eingangsspannung verringert. Die entstehenden Schalt- und Durchlassverluste vergrößern sich jedoch überproportional. Es ist daher unbedingt ratsam, den Netzstrom auf einen maximalen Wert zu begrenzen. Eine Vielzahl von PFC-Controllern bietet hierzu die Möglichkeit.
3. Bei der Auswahl des Leistungsschalters ist unbedingt auf den Durchlasswiderstand sowie die maximal anfallenden Schaltverluste zu achten. Abhängig von der jeweiligen Anwendung kann es aufgrund geringerer Schaltzeiten von Vorteil sein, eine Parallelschaltung zweier Schalter mit höherem Durchlasswiderstand an Stelle eines Halbleiters mit höherer Stromklasse einzusetzen.
4. Sofern es der auf die PFC-Stufe folgende Wandler zulässt, sollte eine möglichst niedrige PFC-Ausgangsspannung gewählt werden. Dadurch werden sowohl Schalt- und Durchlassverluste als auch die notwendige Größe der PFC-Drossel verringert. Der Transformator des nachfolgenden Wandlers kann als Folge mit einem geringeren Übersetzungsverhältnis dimensioniert und sowohl der Wandler als auch die PFC mit günstigerem Tastverhältnis betrieben werden. Über die Größe der Zwischenkreiskapazität kann die gewünschte Hold-Up Time eingestellt werden.
5. Neben dem Schalter und der Diode ist die in der PFC eingesetzte Drossel ein entscheidendes Bauteil im Hinblick auf den Wirkungsgrad. Aufgrund des homogen verteilten Luftspalts hat sich Pulvereisen als besonders geeignetes Kernmaterial bewährt. Bei der Auslegung der Wicklung sollte eine Wickellage nicht überschritten werden, da mit der Anzahl der Lagen die Verluste durch Skin- und Proximityeffekt zunehmen und die im Kern anfallende Verlustwärme schlechter abgeführt werden kann. Darüber hinaus erhöht sich bei einer mehrlagigen Bewicklung der Drossel die Wicklungskapazität und damit steigen die Schaltverluste des Schalters.
6. Bei heute verfügbaren Magnetmaterialien und Halbleitern sollte je nach gewünschter Leistungsklasse der PFC sowie Eigenschaften des Magnetmaterials und der

Halbleiter die Schaltfrequenz 250 kHz nicht übersteigen. Darüber hinaus können extrem hohe Verluste im Magnetmaterial sowie hohe Schaltverluste entstehen.

Der Faktor mit dem größten Einfluss auf die maximal übertragbare Leistung einer PFC ist der Eingangsspannungsbereich. Ist dieser sehr eng, so wird die Schaltung immer in der Nähe eines Arbeitspunktes betrieben, für den die Bauteile optimiert werden können. Die Folge ist eine gute Ausnutzung der Bauteile sowie ein kleineres Volumen der PFC als im Fall mit sehr weitem Eingangsspannungsbereich. Ist konstante Ausgangsleistung gefordert, so fließen bei geringer Spannung am Eingang hohe Ströme, die mit weiter sinkender Spannung die entstehenden Verluste (Schalt-, Durchlass-, Eisenverluste) überproportional ansteigen lassen. Das bedeutet, dass bei weitem Eingangsspannungsbereich die PFC-Schaltung immer für den Betriebszustand ausgelegt werden muss, in dem die niedrigste Eingangsspannung bei maximal abgenommener Leistung anliegt. Damit sind sowohl die aktiven als auch die passiven Bauteile für Arbeitspunkte mit höheren Eingangsspannungen überdimensioniert. In einem Schaltnetzteil, das aus PFC und DC/DC-Wandler besteht, stellt die PFC-Stufe in der Praxis keinen leistungsbegrenzenden Faktor für das Gesamtsystem dar. Es ist problemlos möglich, eine PFC-Stufe für viel höhere Leistungen wirtschaftlich auszulegen, als dies im Verbund mit einer einfachen DC/DC-Wandler Topologie Sinn machen würde.

6. Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit werden die wichtigsten Topologien für Schaltnetzteile vorgestellt, charakterisiert und verglichen. Dabei wird deutlich, dass sowohl der Forward- als auch der Flyback-Converter die mit dem geringsten Aufwand realisierbaren Topologien darstellen. Sie weisen jedoch sowohl im Wirkungsgrad als auch in der maximal übertragbaren Leistung Einschränkungen gegenüber anderen Topologien auf. Die Wirkmechanismen und Einflüsse dieser beiden Schaltungsarten hinsichtlich ihrer wichtigsten Eigenschaften wie Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit und Bauteileaufwand werden im Detail analysiert. Dabei stellen sich die Halbleiter als auch die passiven magnetischen Bauteile als Schlüsselkomponenten für Performancesteigerungen heraus. Anhand von theoretisch und simulativ gewonnenen Erkenntnissen bezüglich dieser Schlüsselkomponenten werden Vorschläge für eine Optimierung des Wirkungsgrades und Ausweitung des Leistungsbereiches der jeweiligen Topologie abgeleitet und in der Praxis evaluiert.

Da PFC-Schaltungen bei Netzanwendungen größerer Leistung im Zusammenhang mit Schaltnetzteilen eine Notwendigkeit darstellen, wird diese Thematik ebenfalls untersucht. Dabei wird deutlich, dass ein zweistufiges PFC-Konzept das Optimum bezüglich Kosten, Flexibilität und Effizienz darstellt. Bei der Auslegung einer PFC stellen das Verhältnis aus Ein- und Ausgangsspannung sowie die zu übertragende Leistung die wichtigsten Kriterien dar, durch die die Eigenschaften – und hier besonders der Wirkungsgrad – der Schaltung beeinflusst werden können. Dabei erleichtert moderne Simulationssoftware (z.B. [64]) die Auslegung aktiver und v.a. passiver Bauteile erheblich und erlaubt eine mit der Praxis sehr gut übereinstimmende Voraussage der auftretenden Verluste.

In vielen Fällen ist die Anwendung einer oder mehrerer der in dieser Arbeit aufgezeigten Optimierungsmöglichkeiten unmittelbar mit der Erhöhung der Materialkosten verbunden. Hier ist für jede Entwicklung neu zu entscheiden, ob Mehrkosten durch die dadurch erzielbare Verbesserung der Schaltungseigenschaften wirtschaftlich sinnvoll und damit gerechtfertigt sind. Klar ist jedoch, dass durch konsequente Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Möglichkeiten die Schlüsselparameter von Schaltnetzteilen,

wie Leistungsfaktor, Baugröße und Wirkungsgrad, erheblich verbessert werden können, ohne auf die Vorteile einer einfachen Topologie verzichten zu müssen. Die Bedeutung passiver Bauelemente kann hierbei gleichbedeutend der von aktiven Bauelementen sein (z.B. Transformator, Filterdrossel). Umso wichtiger ist es für Entwickler von Schaltnetzteilen, einen Überblick über die am Markt verfügbaren Bauteile und Materialien zu haben und kontinuierlich über aktuelle Entwicklungstendenzen und die sich damit bietenden Chancen informiert zu sein.

Der Trend für einfache und massenhaft im Telekommunikations- und Computersektor sowie in der Unterhaltungselektronik eingesetzte Schaltnetzteile ist eindeutig: Geräte werden immer kleiner und leistungsfähiger. Somit muss auch die Leistungsdichte von Schaltnetzteilen mit dieser Entwicklung Schritt halten. Eine höhere mögliche Leistungsdichte bietet dem Entwickler einerseits die Möglichkeit, bei konstanter Leistung die Abmessungen des Schaltnetzteils zu verringern (z.B. Netzteile von Laptops oder Mobiltelefonen) oder andererseits bei gleichen Abmessungen mehr Leistung zur Verfügung zu stellen (z.B. PC-Netzteile). Im Zuge der anhaltenden Elektronifizierung von Kraftfahrzeugsystemen besteht auch hier ein erhebliches Marktpotenzial für den Einsatz einfacher Schaltnetzteiltopologien. Diese benötigen im Gegensatz zu Netzanwendungen keine PFC-Stufe, unterliegen dafür jedoch erheblich härteren Anforderungen bezüglich Stückkosten, Baugröße und elektromagnetischer Störungen. Typische Einsatzbereiche sind hier Prozessor- und Sensorstromversorgungen, LED-Ansteuerung, Lampendimmung oder Motoransteuerungen. Es zeichnet sich auch hier ab, dass ein guter Wirkungsgrad aufgrund des unmittelbar damit verbundenen Potenzials zur Einsparung von Kraftstoff und Reduzierung der CO_2 -Emissionen bei diesen Anwendungsfällen zukünftig ebenfalls eine erhebliche Rolle spielen wird.

Verfolgt man das Entwicklungsgeschehen auf Seiten der Halbleiterindustrie, so stellt man fest, dass immer wieder neue Wege gefunden werden, Leistungshalbleiter zu entwickeln, die Schaltnetzteile kleiner, verlustärmer und kostengünstiger werden lassen. Als Beispiel sei hier die Entwicklung von SiC-Dioden und SiC-Schaltern (z.B. SiC *JFET*-Kaskode von *Infineon* [23]) genannt, die wegen ihres geringen spezifischen Widerstands und sehr kurzer Schaltzeiten bei gleichzeitig erheblich erhöhter Durchbruchspannung einen weiteren Quantensprung in der erfolgreichen Geschichte der Halbleiter darstellen. Ebenso gibt es für fast jeden Einsatzzweck im Schaltnetzteil einen speziell darauf hin optimierten PWM-, PFC- oder Kombi-IC, in dem sowohl Betriebs- als auch Schutz- und Diagnosefunktionen integriert sind (z.B. *GreenChip II SMPS Control IC* von *Philips* [57]). Auch dieser Trend zur Integration wird anhalten und die verfügbare

Bandbreite an hochspezialisierten ICs weiter zunehmen.

Die Vielzahl der in den letzten Jahren auf den Markt gebrachten Schaltkreise, die für spezielle Einsatzfälle in einfachen Schaltnetzteiltonologien entwickelt oder optimiert wurden, zeigt, dass Schaltungsarten wie Forward- oder Flyback-Converter aufgrund ihrer geringen Komplexität bei guten Betriebseigenschaften nach wie vor gefragt sind. Der Trend zu höheren Leistungsdichten wird auch in Zukunft andauern. Daher ist es sehr wahrscheinlich, dass diese einfachen Schaltnetzteiltonologien zukünftig verstärkt in den klassischen Einsatzfeldern von Mehrschaltertopologien bis ca. 600 W (Flyback) bzw. 1000 W Leistung (Forward) anzutreffen sein werden. Voraussetzung hierfür ist jedoch, dass sowohl Kosten als auch Performance und Zuverlässigkeit der Einschalttopologien nicht schlechter sind als die der typischerweise eingesetzten Mehrschalteranordnungen.

Rückblickend lassen sich drei Bereiche nennen, in denen es sich empfiehlt, weitere Untersuchungen und Forschung im Zusammenhang mit den in dieser Arbeit erzielten Ergebnissen durchzuführen:

- Magnetwerkstoffe: Effekte wie der verlustleistungsrelevante Displacementfaktor (S. 54) sind noch weitgehend unerforscht. Darüber hinaus ist es wünschenswert, in Zukunft Magnetmaterialien zu haben, die auch bei deutlich höheren Frequenzen als 250 kHz die Übertragung großer Leistungen bei minimalen Verlusten ermöglichen.
- Leistungshalbleiter: Die Untersuchungen an SiC-Prototypenschaltern haben gezeigt, dass dieses Material das Potenzial besitzt, die Verlustleistung von Halbleitern in den etablierten Topologien deutlich zu reduzieren und gleichzeitig eine weitere Erhöhung der Schaltfrequenzen und der Betriebsspannung erlaubt. Hier muss jedoch zunächst an der Erhöhung der Stromtragfähigkeit sowie den Stückkosten gearbeitet werden, bevor ein massenhafter Einsatz in Schaltnetzteilen denkbar ist. Diesbezüglich ist die Entwicklung der SiC-Dioden heute schon deutlich weiter fortgeschritten.
- ICs zur Ansteuerung: Spezialisierte integrierte Ansteuerschaltkreise können die Verwendung von speziellen Betriebsarten ermöglichen. Ein möglicher Anwendungsfall könnte sein, dass der DC/DC-Wandler nicht mehr mit einer konstanten Frequenz betrieben wird, sondern die Frequenz ergibt sich automatisch daraus, dass der IC den Schalter erst wieder im nächsten Stromnulldurchgang einschaltet.

Dies bedeutet, dass der Converter immer an der Grenze zwischen DCM und CCM betrieben wird. Vorteile sind reduzierte EMV-Störungen sowie minimierte Verluste. Die Voraussetzung für derartige Betriebsarten ist jedoch eine Ansteuerung, die sicher erkennt, wann der nächste Stromnulldurchgang erfolgt. Eine ähnliche Arbeitsweise ist bezüglich der Erkennung der Drain-Source Spannung für die in Abschnitt 4.5.6 vorgestellte halbresonante Betriebsart denkbar.

Aus den in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen an einfachen Schaltnetzteilen und den daraus abgeleiteten Maßnahmen wird deutlich, dass bezüglich Wirkungsgrad die Summe der einzelnen Optima der Komponenten nicht dem Gesamtoptimum der Anwendung entspricht. Zur Entwicklung eines wirkungsgradoptimierten Schaltnetzteils mit einfacher Topologie ist das Gesamtverständnis für die gegenseitigen Abhängigkeiten und Einflüsse der Komponenten genauso wichtig wie tiefergehende Kenntnisse über die einzelnen aktiven und passiven Bauteile. Die vorliegende Arbeit leistet für Entwickler von Schaltnetzteilen, aber auch für Entwickler von Halbleitern und passiven Bauteilen, hierzu einen entscheidenden Beitrag.

A. Anhang

A.1. Dimensionierung des Flyback-Converters (S. 33)

Dimensionierung des in Kapitel 3.1.1 zu Messungen genutzten Flyback-Wandlers:

Eingangsspannung: 400 V

Ausgangsspannung: 48 V

Eingangsleistung: 400 W

$\frac{n_1}{n_2}$ Transformator: 2/1

Stromripple: 0,2

Pulsfrequenz: 200 kHz

Rückübersetzte Spannung:

$$48 \text{ V} \cdot 2 = 96 \text{ V}$$

Hart eingeprägte Spannung für Schalter:

$$400 \text{ V} + 96 \text{ V} = 496 \text{ V}$$

↪ Schalter mit mindestens 600 V Sperrspannung

Maximales Tastverhältnis:

$$D_{max} = \frac{\frac{96 \text{ V}}{400 \text{ V}}}{1 + \frac{96 \text{ V}}{400 \text{ V}}} \approx 0,2$$

Schalterstrom:

$$\bar{i}_{Q\ on} = \frac{400 \text{ W}}{400 \text{ V} \cdot 0,2} = 5 \text{ A}$$

$$i_{Q\ eff} = 5 \text{ A} \cdot \sqrt{0,2} = 2,2 \text{ A}$$

Hauptinduktivität:

$$L_h = \frac{(400 \text{ V})^2 \cdot (0,2)^2}{200 \text{ kHz} \cdot 400 \text{ W} \cdot 0,2} = 400 \mu\text{H}$$

Als Kern wird ein ETD39/N27 verwendet. B_{max} beträgt hierfür 0,3 T und $A_{min} = 123 \text{ mm}^2$ [47][48].

$$n_{1min} = \frac{400 \mu\text{H} \cdot 5,5 \text{ A}}{0,3 \text{ T} \cdot 123 \text{ mm}^2} \approx 60$$

Der Transformator wird mit einem Wicklungsverhältnis von $60/30$ zweifach verschachtelt gewickelt und die gewünschte Hauptinduktivität durch die Länge des Luftspaltes im Mittelschenkel eingestellt.

Spannungsbelastung Gleichrichterdiode:

$$200 \text{ V} + 48 \text{ V} = 248 \text{ V}$$

↪ Diode mit mindestens 300 V Sperrspannung

Strombelastung Diode:

$$\bar{i}_{Don} = \frac{400 \text{ W}}{48 \text{ V} \cdot 0,8} = 10,4 \text{ A} \quad \rightsquigarrow \quad i_{Deff} = 9,3 \text{ A}$$

↪ 300 V/20 A-SiC-Doppeldiode *Infineon SDP20S30*.

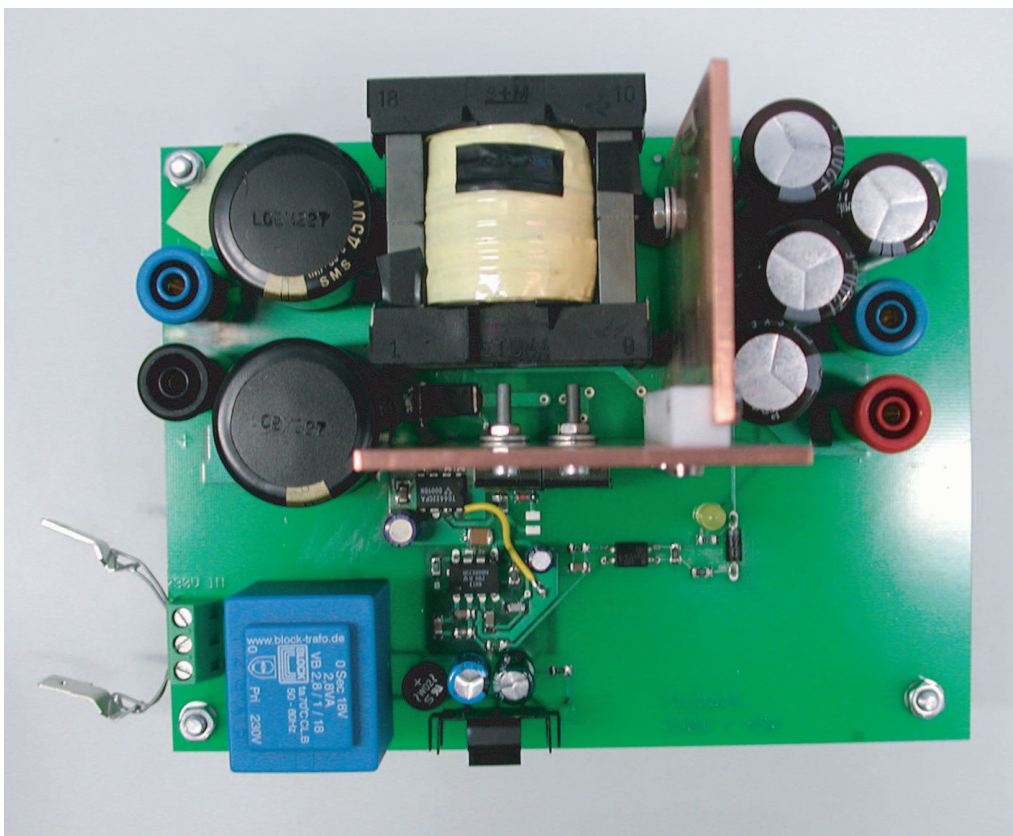


Abbildung A.1.: Draufsicht Flyback-Wandler

Ausgangskondensator:

$$i_{C\,eff} \approx \sqrt{(2,1\text{ A})^2 \cdot 0,8 + (8,3\text{ A})^2 \cdot 0,2} = 4,1\text{ A}$$

↪ Da hier von Seiten der Anwendung keine Anforderungen bezüglich eines maximalen Spannungsripples existieren, werden 4 Stück Elektrolytkondensatoren *Panasonic EEUF C1J122* 63 V/1200 μF parallel geschaltet, um die Strombelastung aufzuteilen (Ripplestrom lt. Datenblatt 2,95 A bei 100 kHz).

A.2. Variation der Transformatoren für den Flyback-Converter

Weiterer Transformator mit Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2} = \frac{8}{1}$ zur Erzielung eines möglichst geringen Effektivwertes des Schalterstroms.

Auf Primärseite rücktransformierte Spannung:

$$48\text{ V} \cdot \frac{8}{1} = 384\text{ V}$$

Harte Spannung für Schalter:

$$400\text{ V} + 384\text{ V} = 784\text{ V}$$

↪ Einsatz eines 1500 V/4 A SiC-*JFET*

Maximales Tastverhältnis:

$$D_{max} = \frac{\frac{384\text{ V}}{400\text{ V}}}{1 + \frac{384\text{ V}}{400\text{ V}}} \approx 0,49$$

Schalterstrom:

$$\bar{i}_{Q\,on} = \frac{400\text{ W}}{400\text{ V} \cdot 0,49} = 2,04\text{ A}$$

$$i_{Q\,eff} = 2,04\text{ A} \cdot \sqrt{0,49} = 1,43\text{ A}$$

Als Kernmaterial wurde das gleiche wie in A.1 verwendet und die Induktivität über den Luftspalt eingestellt. Zur Ermittlung der Induktivität wurde davon ausgegangen, dass der prozentuale Stromripple bei allen drei zu vergleichenden Transformator-Varianten gleich groß sein soll. Die Größe des Kerns musste jedoch auf ETD44 erweitert werden, da der ETD39-Kern für die benötigten Wicklungszahlen ein zu kleines Wickelfenster bietet.

Weiterer Transformator mit Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{1}$ zur Erzielung einer möglichst geringen Streuinduktivität.

Auf Primärseite rücktransformierte Spannung:

$$48 \text{ V} \cdot \frac{1}{1} = 48 \text{ V}$$

Harte Spannung für Schalter:

$$400 \text{ V} + 48 \text{ V} = 448 \text{ V}$$

↪ Einsatz eines 600 V/20 A *CoolMOS*

Maximales Tastverhältnis:

$$D_{max} = \frac{\frac{48 \text{ V}}{400 \text{ V}}}{1 + \frac{48 \text{ V}}{400 \text{ V}}} \approx 0,11$$

Schalterstrom:

$$\bar{i}_{Qon} = \frac{400 \text{ W}}{400 \text{ V} \cdot 0,11} = 9,1 \text{ A}$$

$$i_{Qeff} = 9,1 \text{ A} \cdot \sqrt{0,11} = 3,01 \text{ A}$$

Hier wurde ein Ringkern aus Pulvereisen (*Magnetics* MPP 55076-A2) bifilar mit den beiden Wicklungen umwickelt, um eine möglichst geringe Streuinduktivität des Transformators zu erreichen. Die Induktivität wurde wiederum aus dem Stromripple ermittelt, der möglichst identisch mit dem der vorherigen Transformatoren sein sollte.

Oszillogramme der Spannungen und Ströme für die drei verschiedenen Übersetzungsverhältnisse:

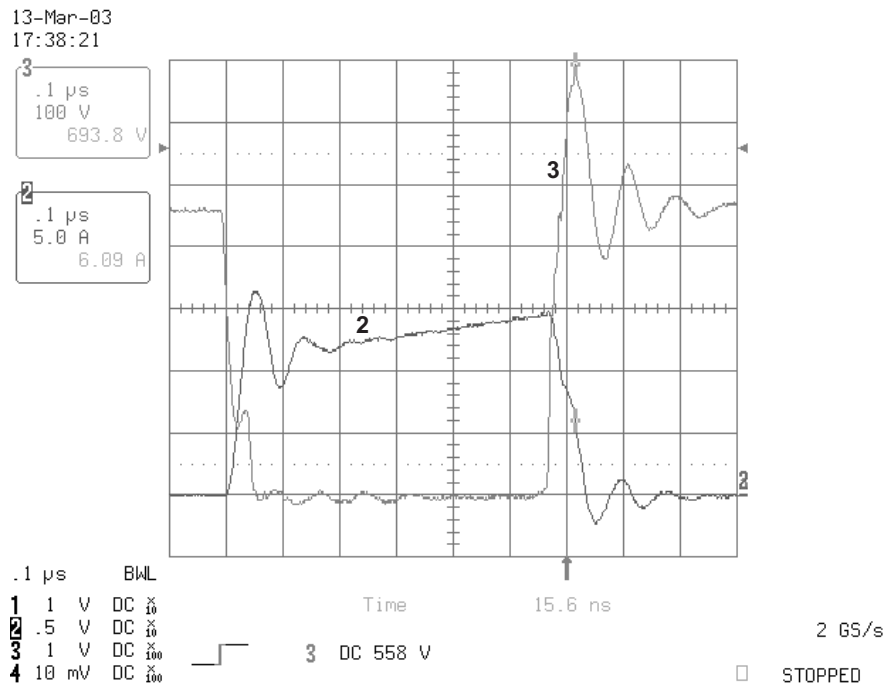


Abbildung A.2.: Schalterspannung (Kanal 3, 100 V/div) und -strom (Kanal 2, 5 A/div) bei Übersetzungsverhältnis $\frac{1}{1}$ und 500 W Ausgangsleistung

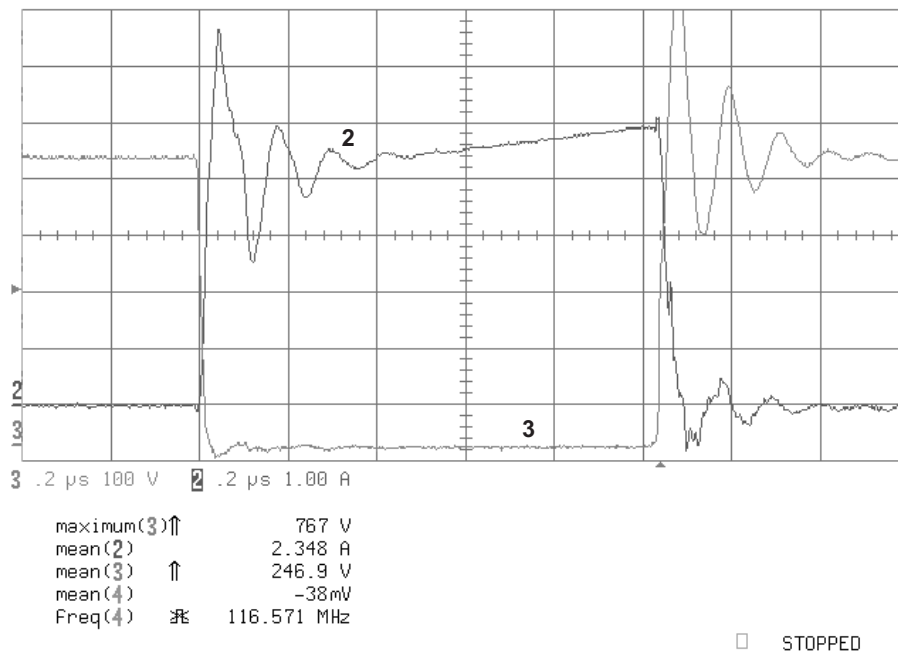


Abbildung A.3.: Schalterspannung (Kanal 3, 100 V/div) und -strom (Kanal 2, 1 A/div) bei Übersetzungsverhältnis $\frac{2}{1}$ und 400 W Ausgangsleistung

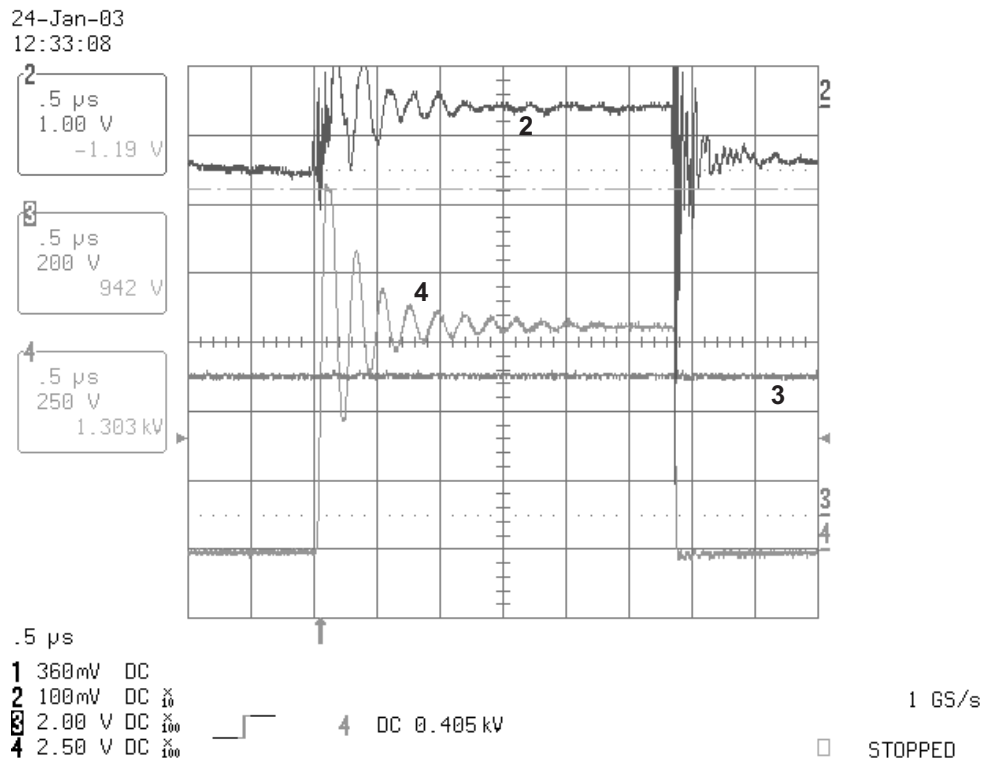


Abbildung A.4.: Schalterspannung (Kanal 4, 250 V/div), -strom (Kanal 2, 5 A/div) und Zwischenkreisspannung (Kanal 3, 200 V/div) bei Übersetzungsverhältnis $\frac{8}{1}$ und 400 W Ausgangsleistung

A.3. Simulation des Flyback-Converters in Simulink

A.3.1. Flyback-Simulationsmodell

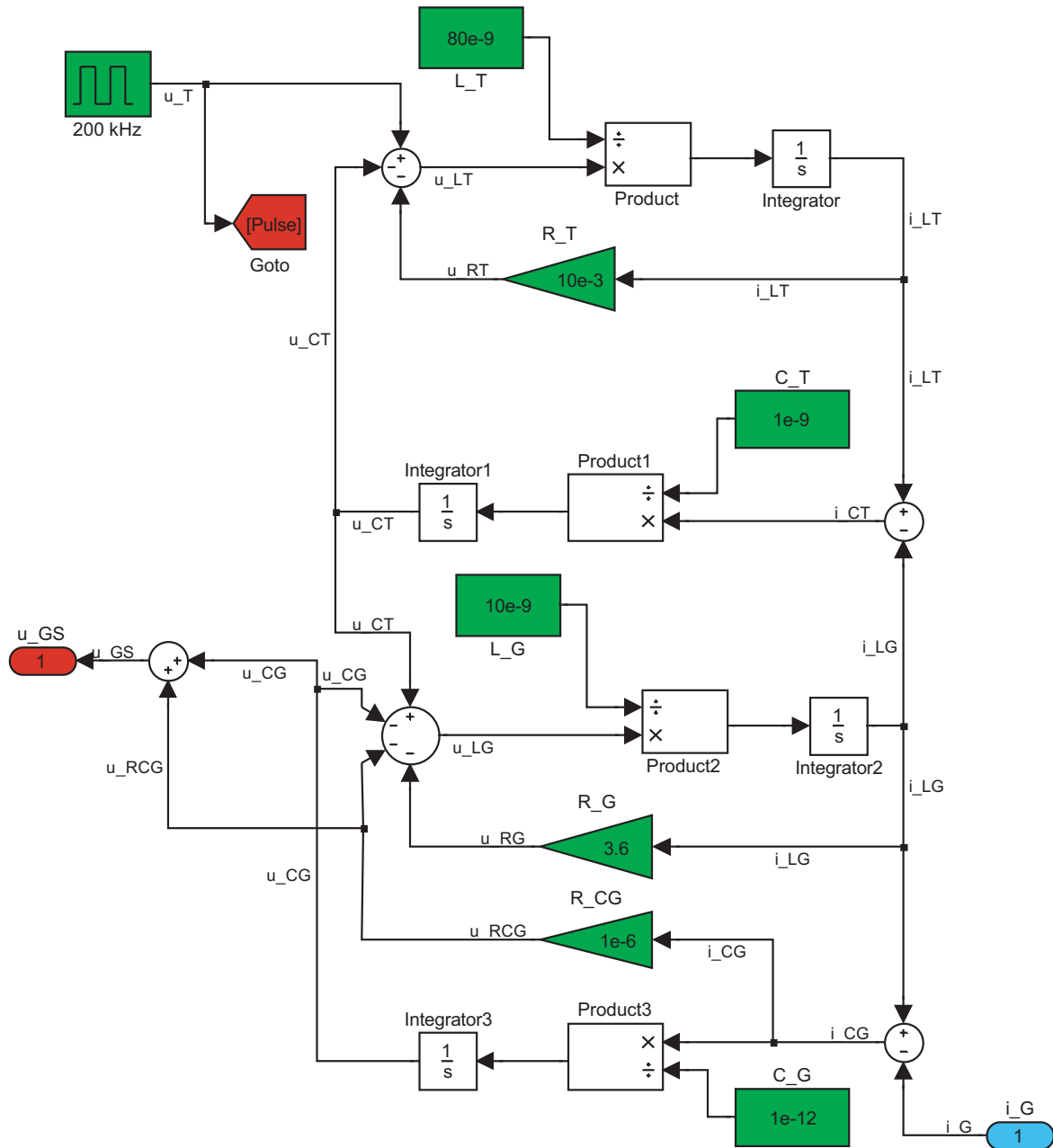


Abbildung A.5.: Subsystem Ansteuerung

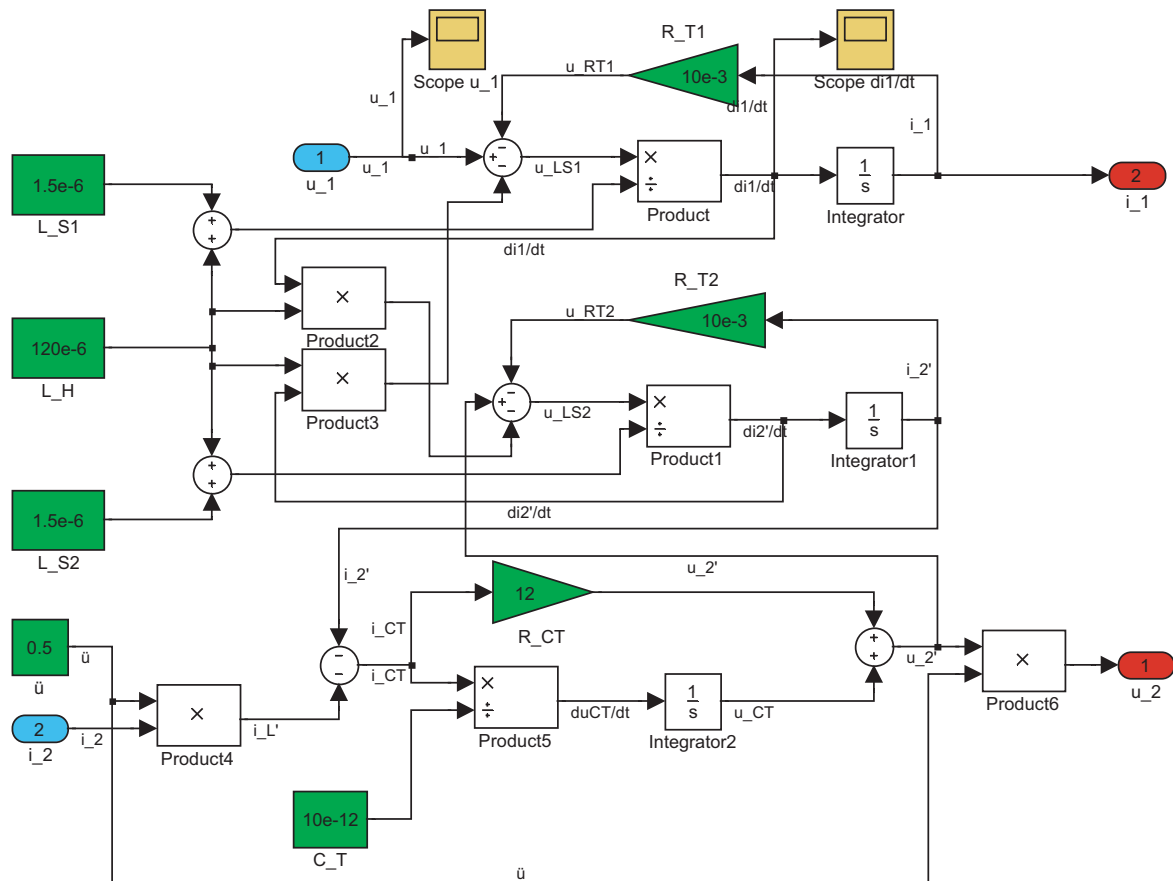


Abbildung A.6.: Subsystem Trafo

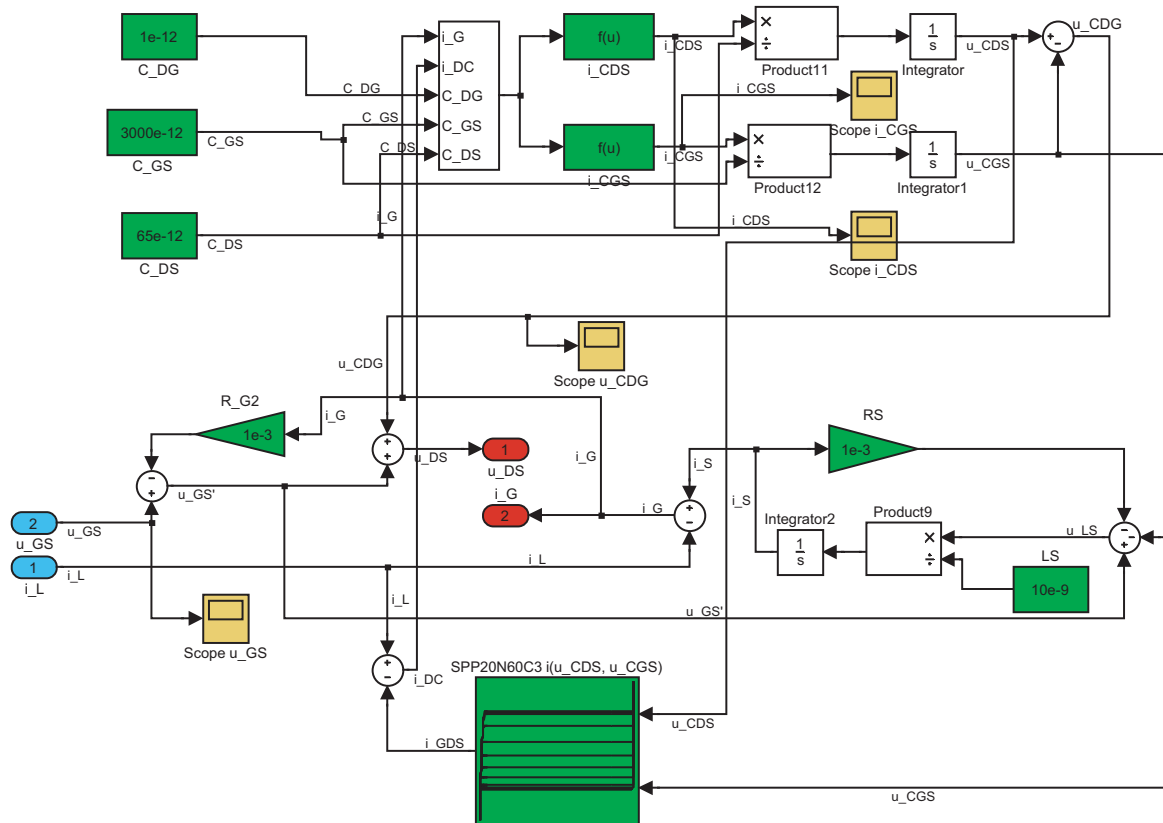


Abbildung A.7.: Subsystem MOSFET

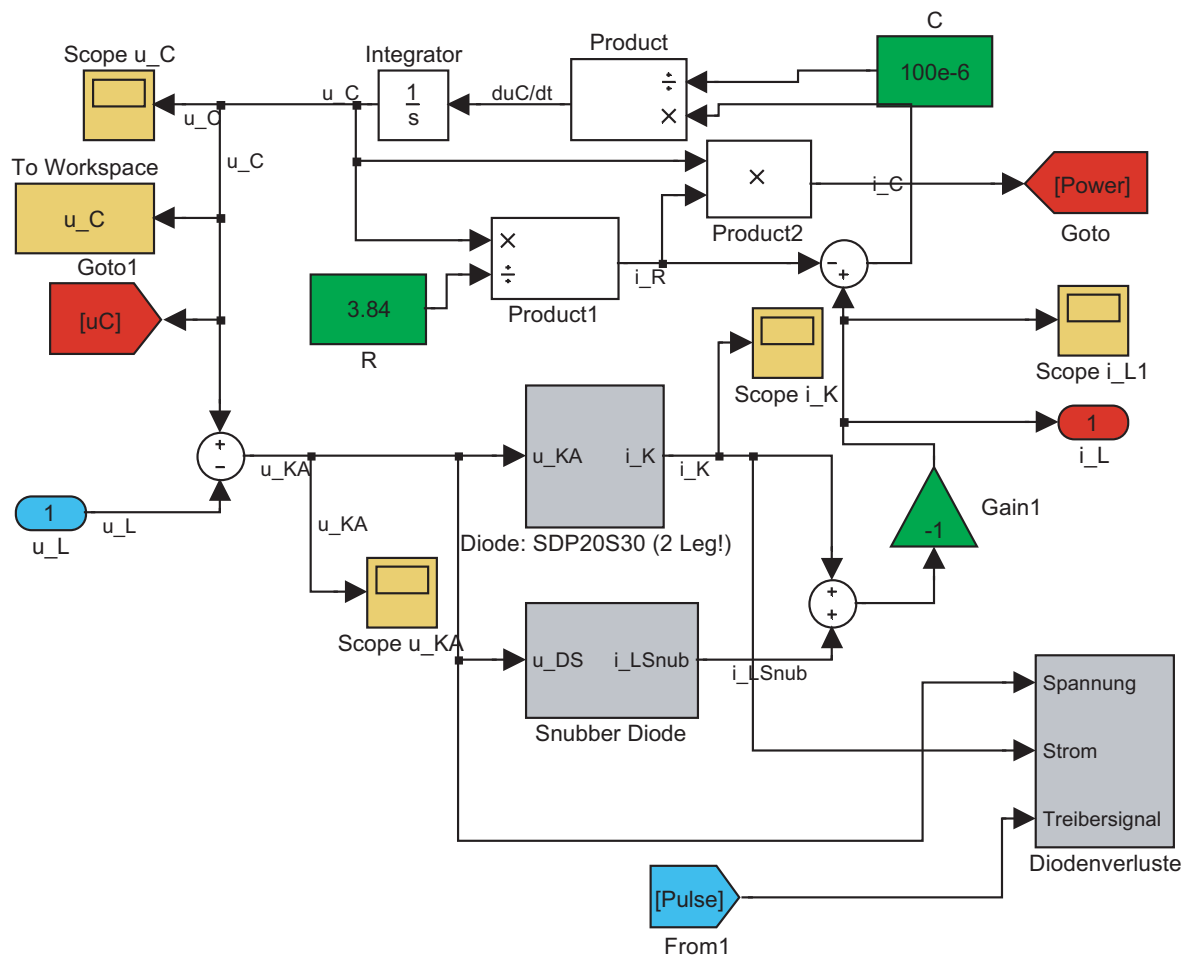


Abbildung A.8.: Subsystem Last mit Diode

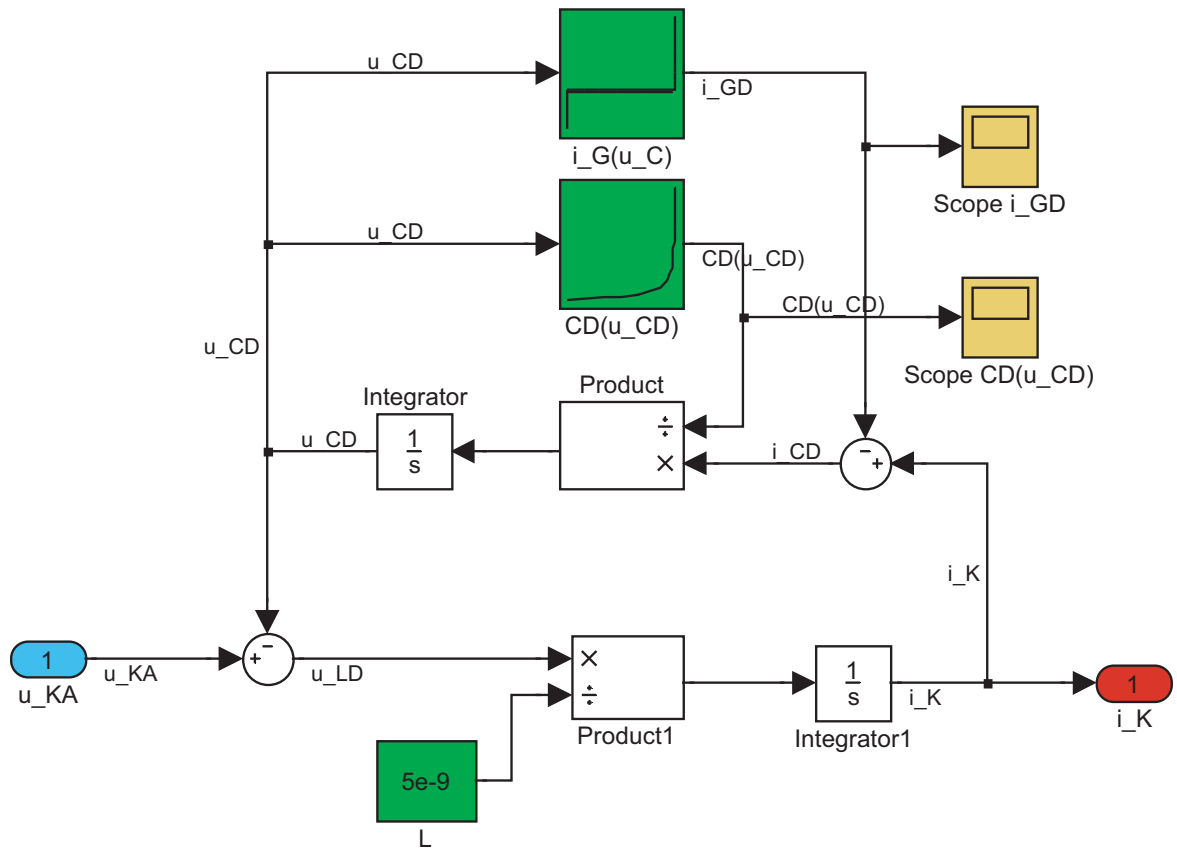


Abbildung A.9.: Subsystem Diode

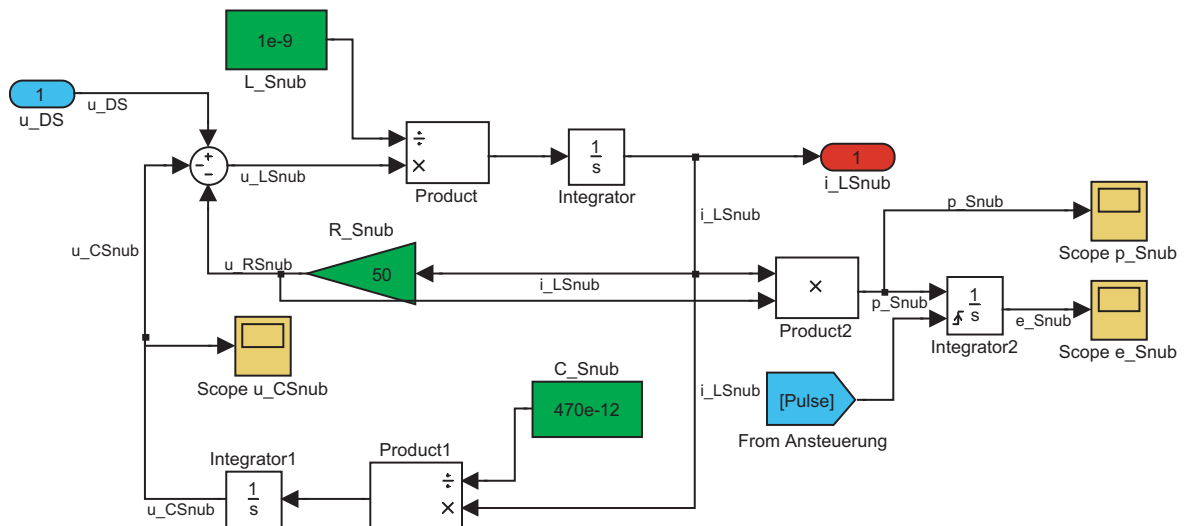


Abbildung A.10.: Subsystem Snubber

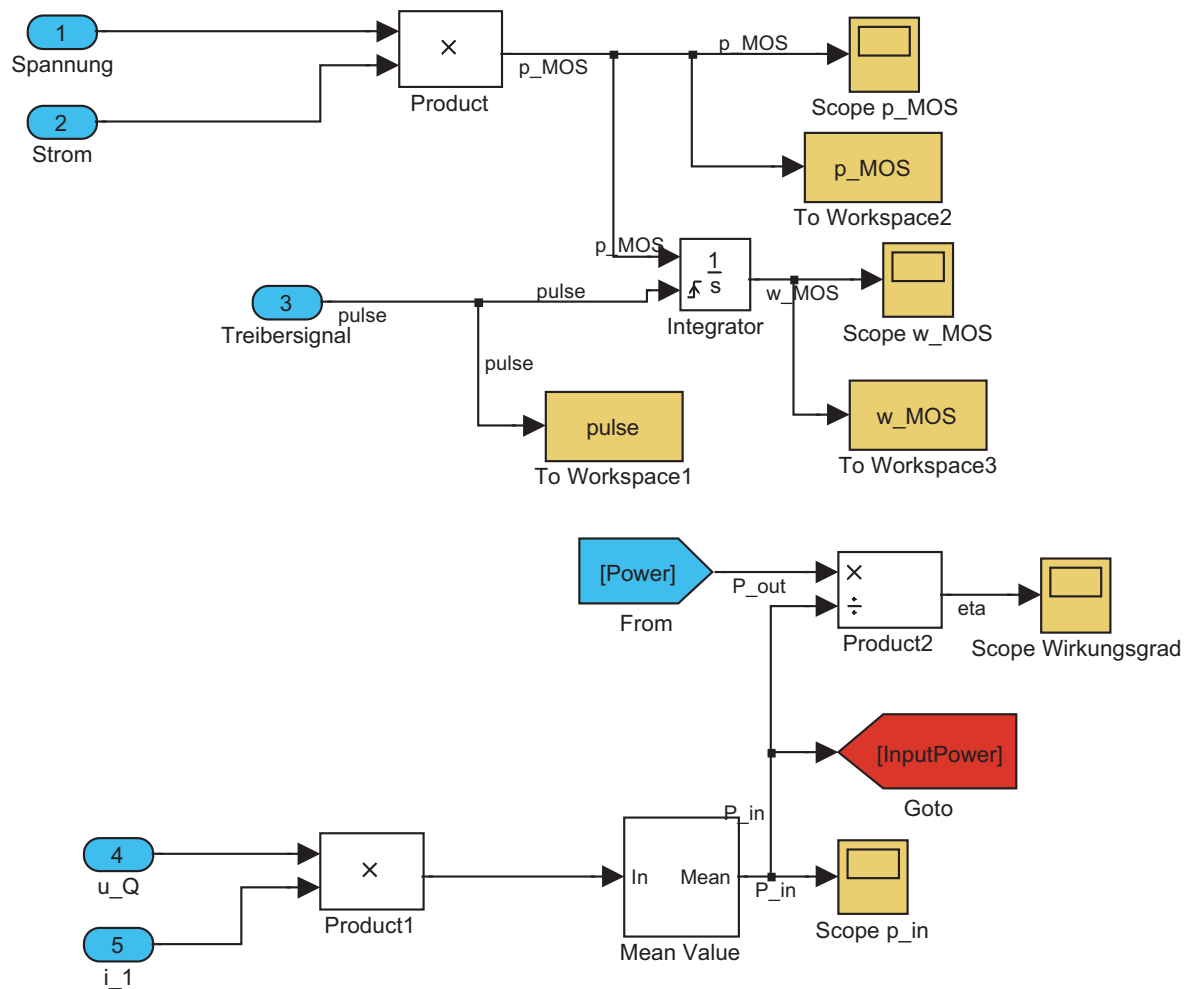


Abbildung A.11.: Subsystem Leistungs- bzw. Verlustberechnung

A.3.2. Kurvenverläufe aus Simulationsrechnungen

Im Folgenden sind die aus simulativen Untersuchungen erhaltenen Kurvenverläufe für die in Abschnitt 3.4 erläuterten Parametervariationen am Flyback-Converter aufgeführt. Es sind jeweils zwei Taktperioden im stationären Zustand dargestellt. Die Verläufe für folgende Größen sind abgebildet:

u_{DS} : Drain-Source-Spannung am Schalter in V	w_{MOS} : Anfallende Verlustenergie am Schalter in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt erfolgt ein Reset	u_{KA} : Spannung über der Diode in V
i_L : Strom durch den Schalter in A	w_{Diode} : Anfallende Verlustenergie an der Diode in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt des Schalters erfolgt ein Reset	i_K : Strom durch die Diode in A
$w_{Snub MOS}$: Im Snubber des Schalters anfallende Verlustenergie in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt des Schalters erfolgt ein Reset	w_{pri} : Verlustenergie von Schalter und zugehörigem Snubber in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt des Schalters erfolgt ein Reset	w_{sek} : Verlustenergie von Diode und zugehörigem Snubber in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt des Schalters erfolgt ein Reset

Tabelle A.1.: Dargestellte Kurvenverläufe für Simulation des Flyback-Converters

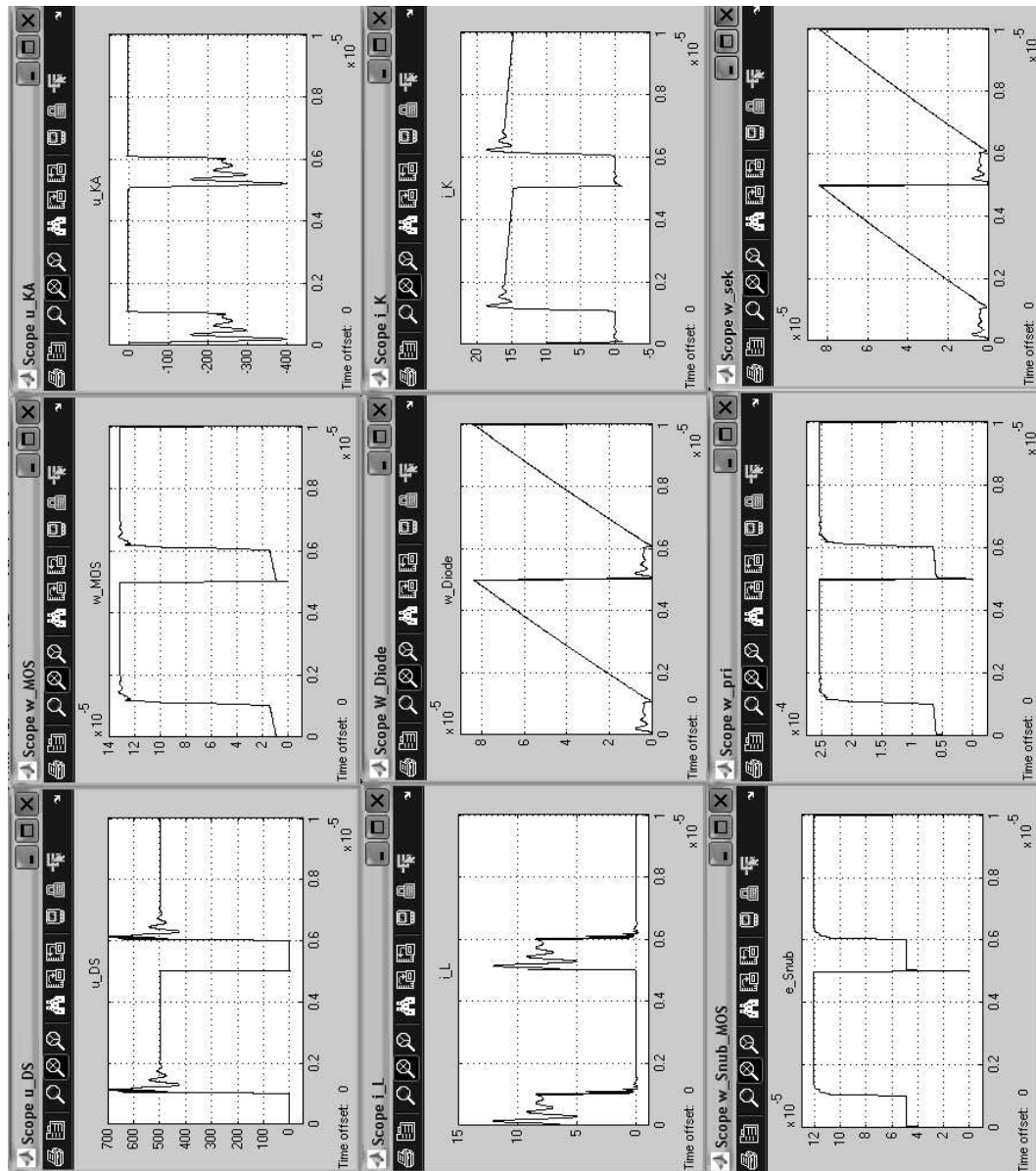
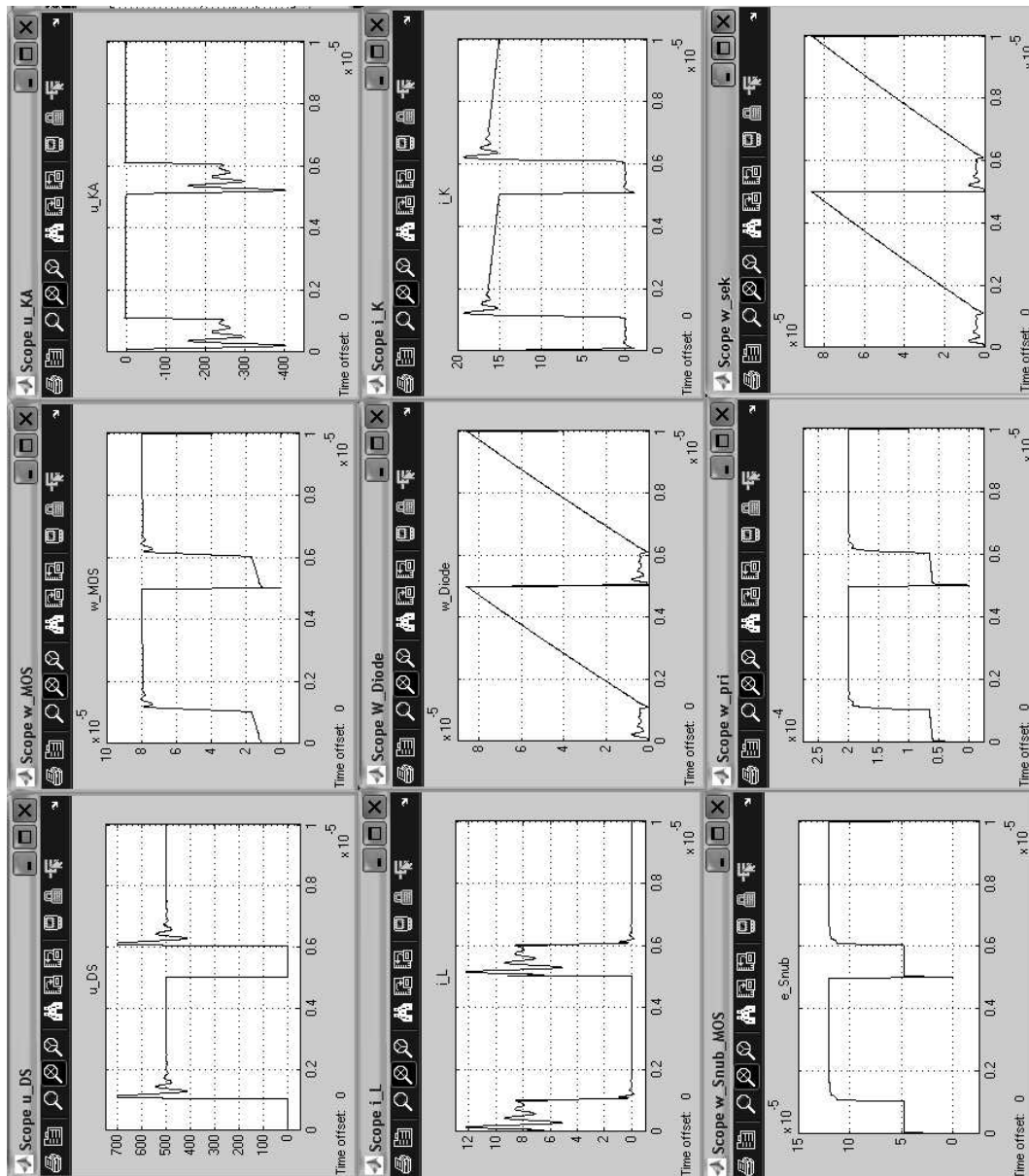
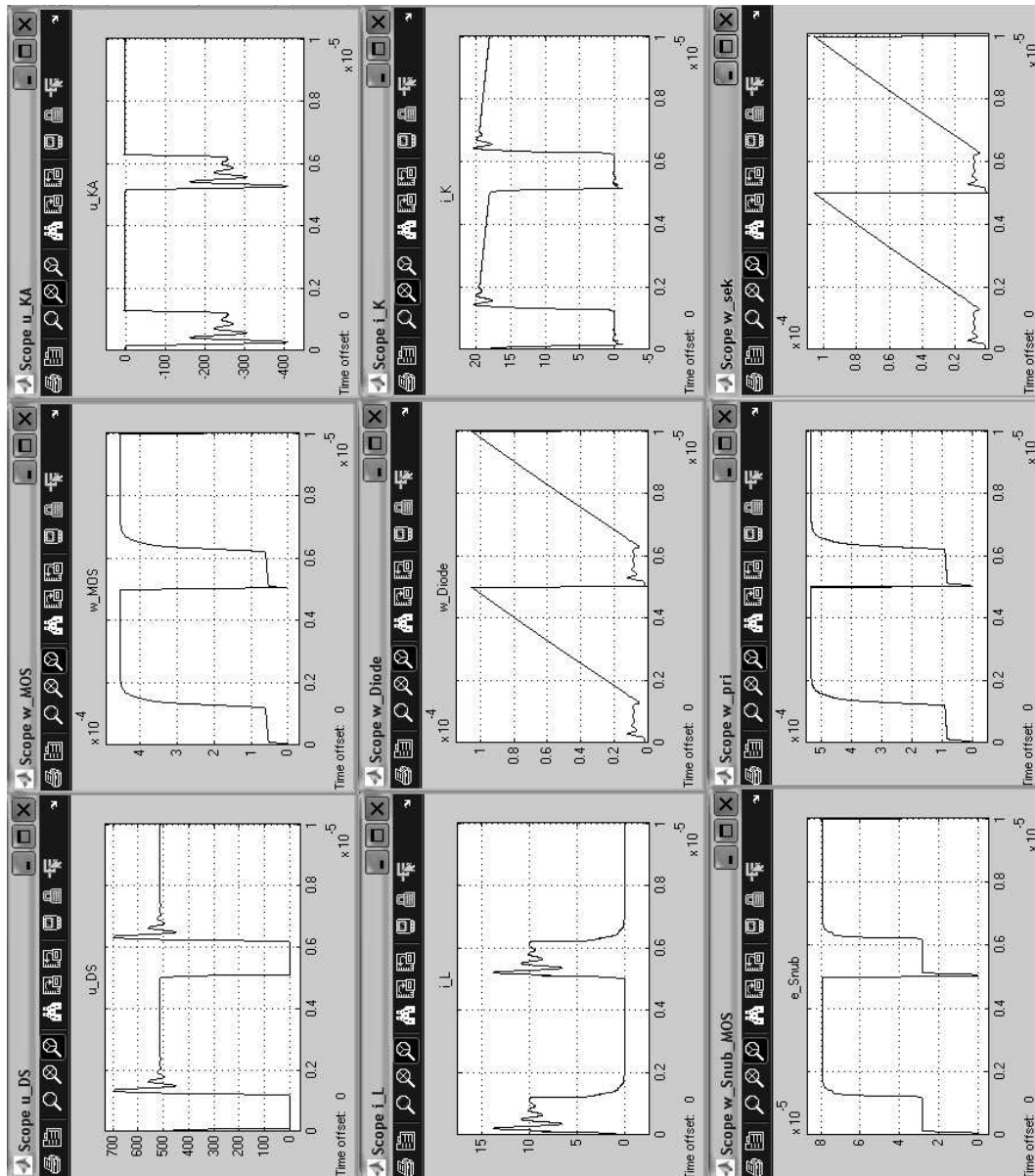
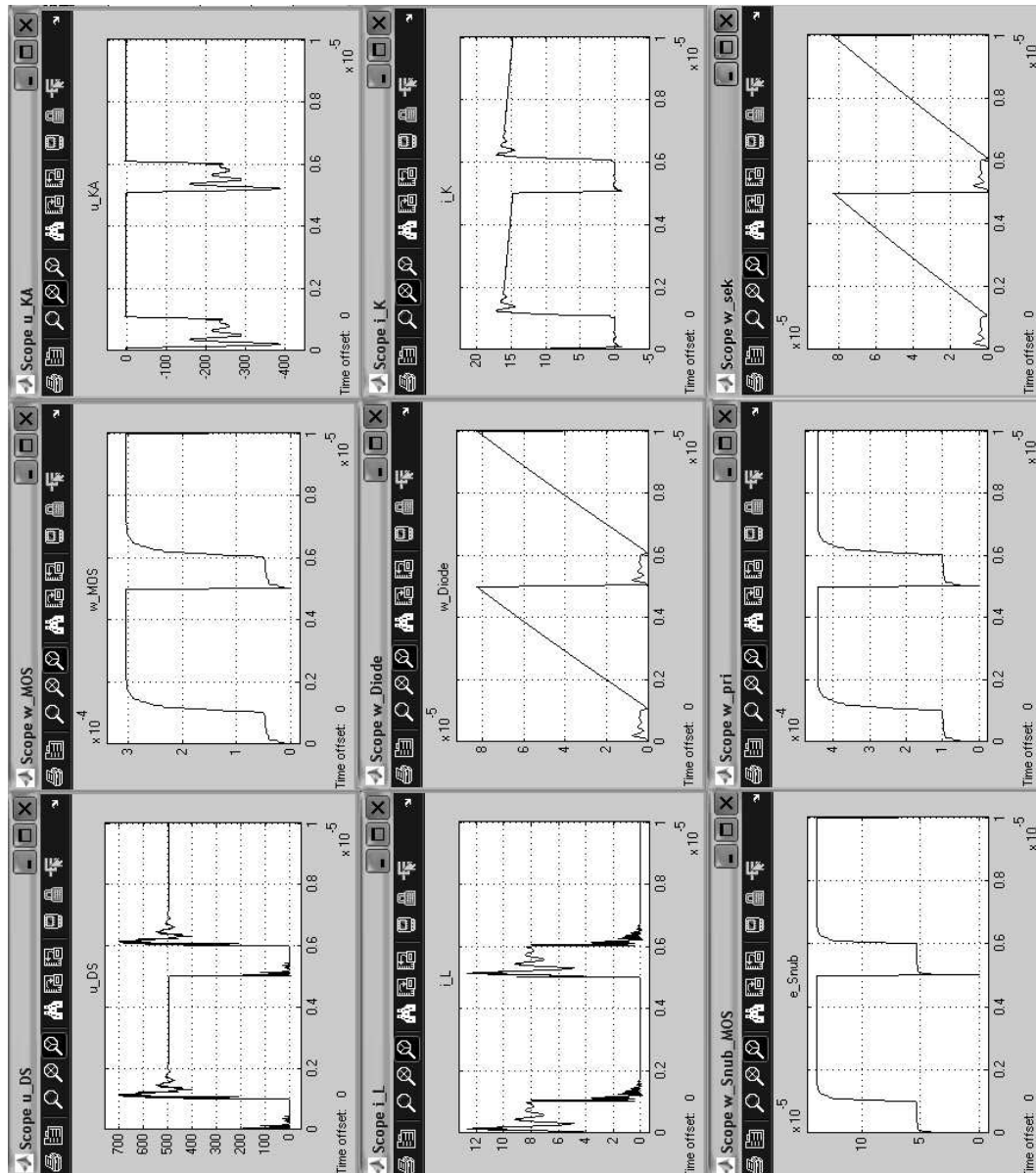
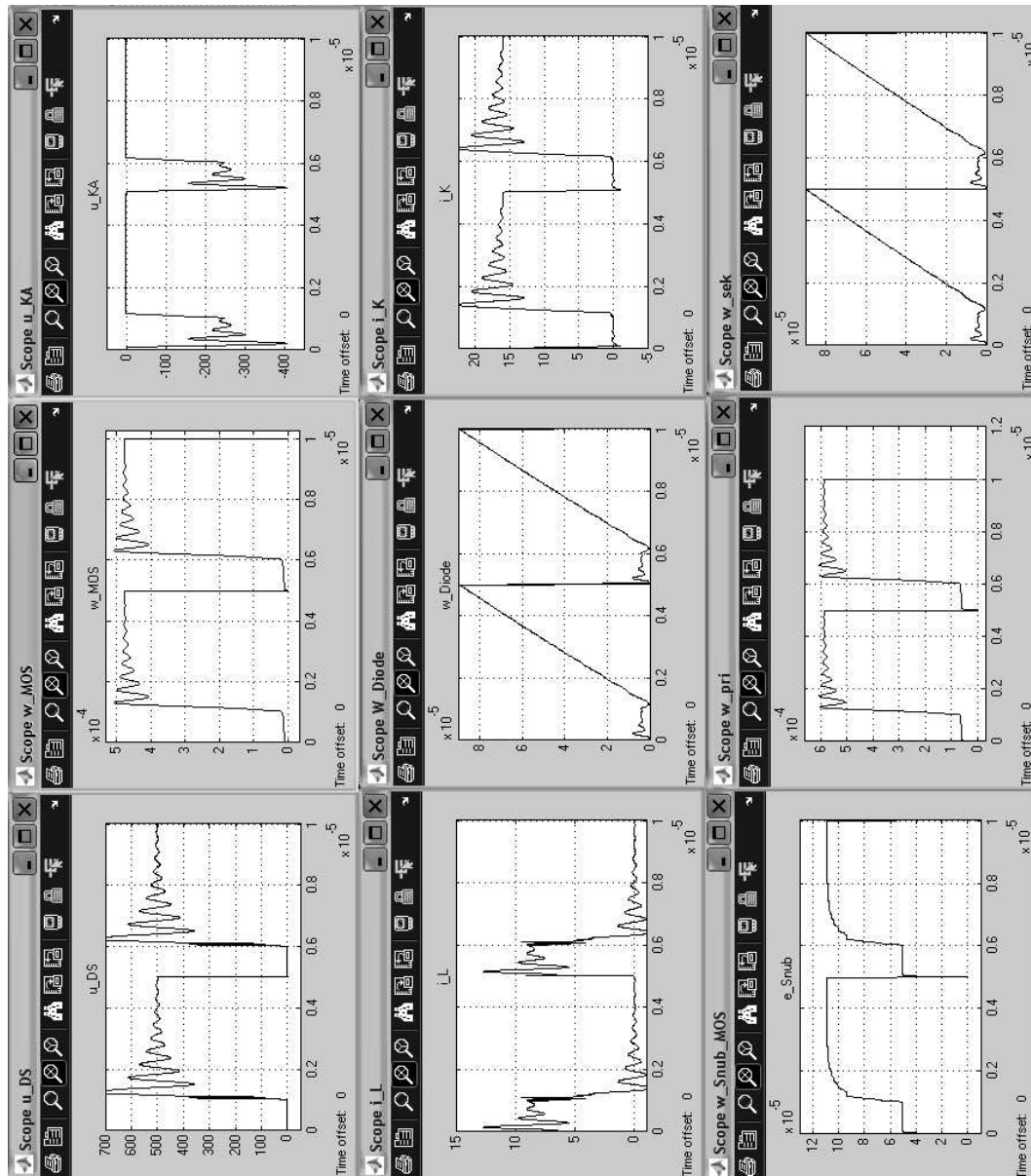


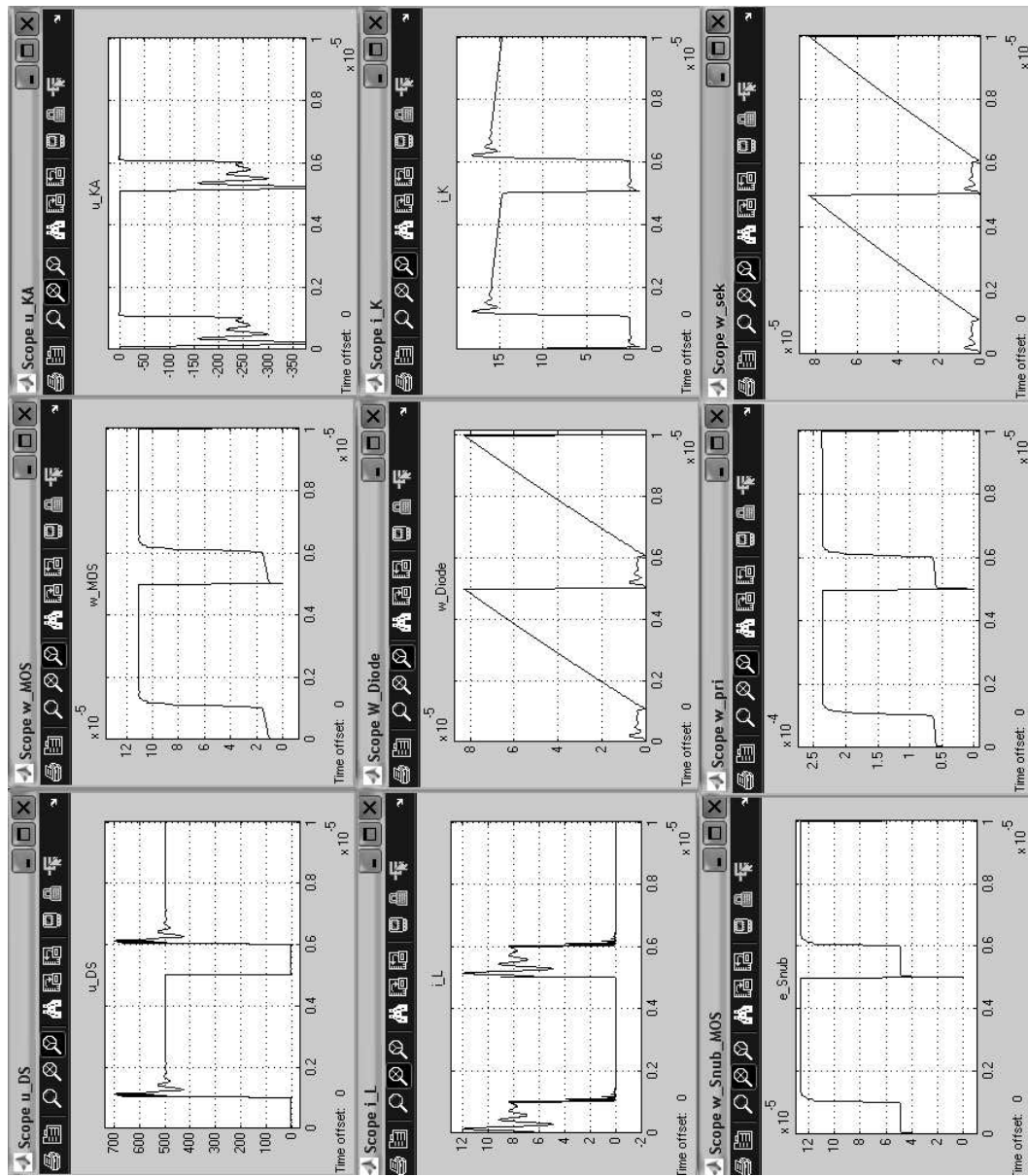
Abbildung A.12.: Ausgewählte Kurvenverläufe für Ausgangszustand der Simulation (Referenzmodell)

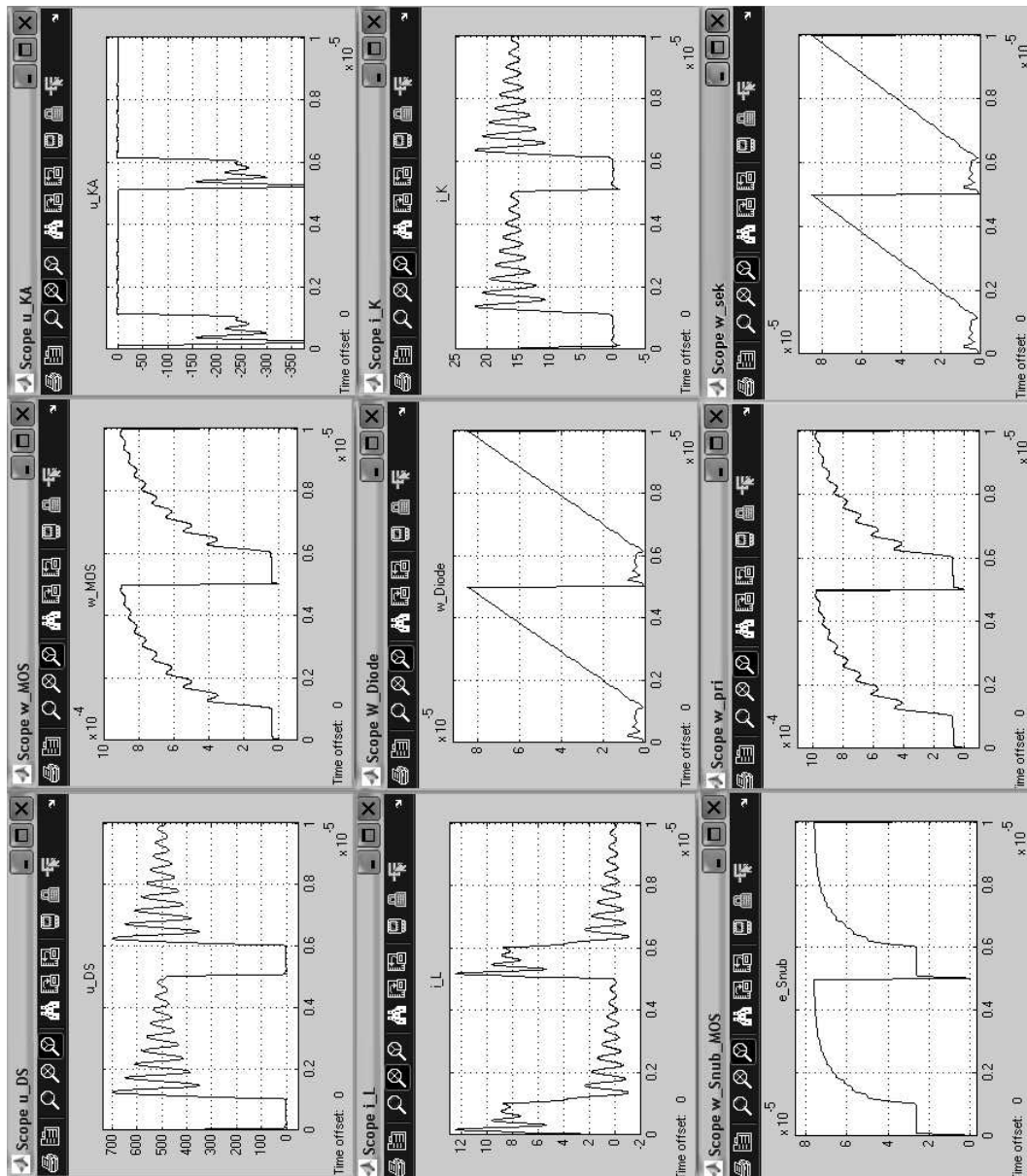
Abbildung A.13.: Kurvenverläufe für $C_{GS} = 5000$ pF

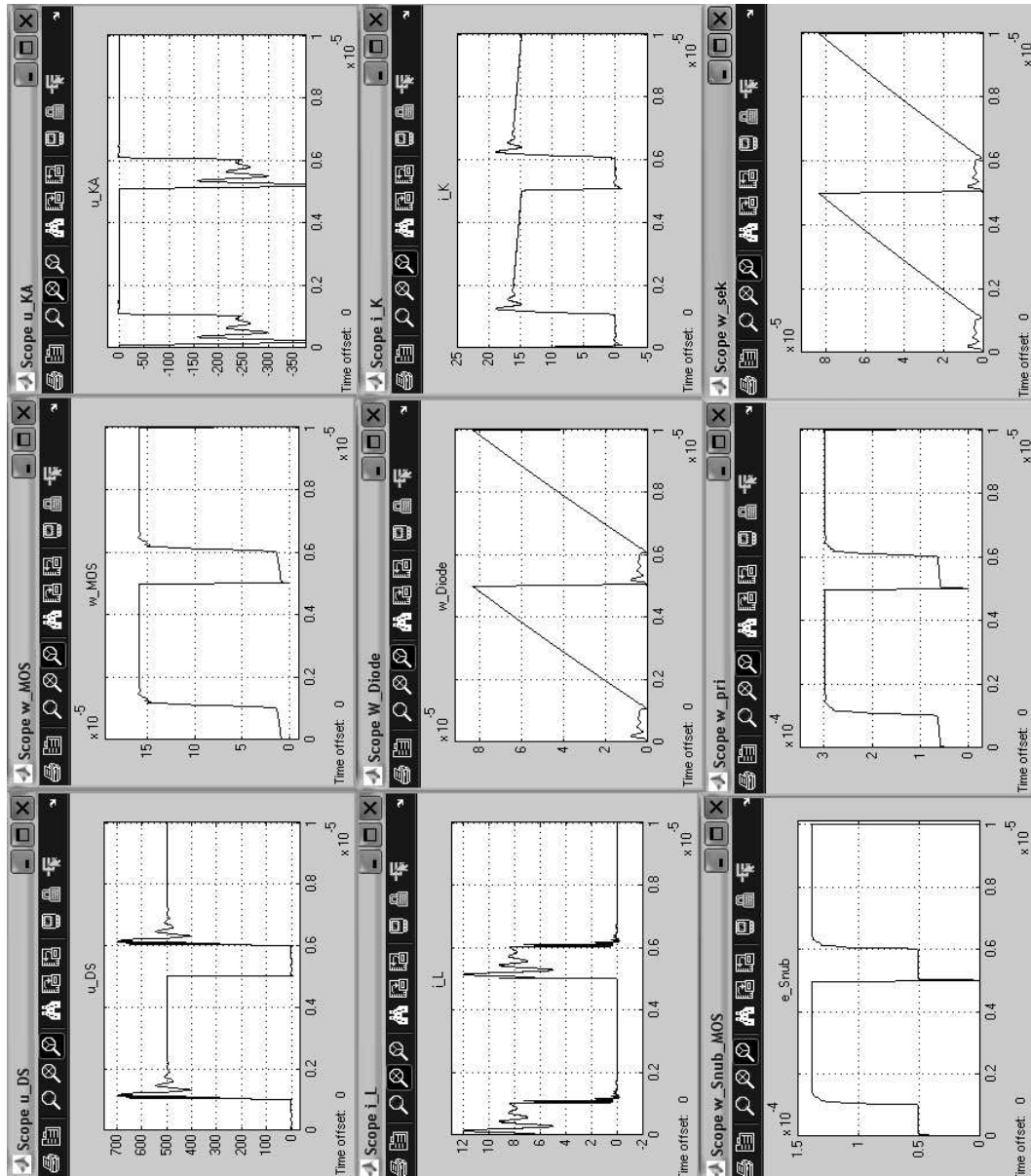
Abbildung A.14.: Kurvenverläufe für $C_{GS} = 50000$ pF

Abbildung A.15.: Kurvenverläufe für $C_{GS} = 100 \text{ pF}$

Abbildung A.16.: Kurvenverläufe für $C_{DS} = 700 \text{ pF}$

Abbildung A.17.: Kurvenverläufe für $C_{DS} = 10\text{pF}$

Abbildung A.18.: Kurvenverläufe für $C_{DG} = 300 \text{ pF}$

Abbildung A.19.: Kurvenverläufe für $C_{DG} = 0,1 \text{ pF}$

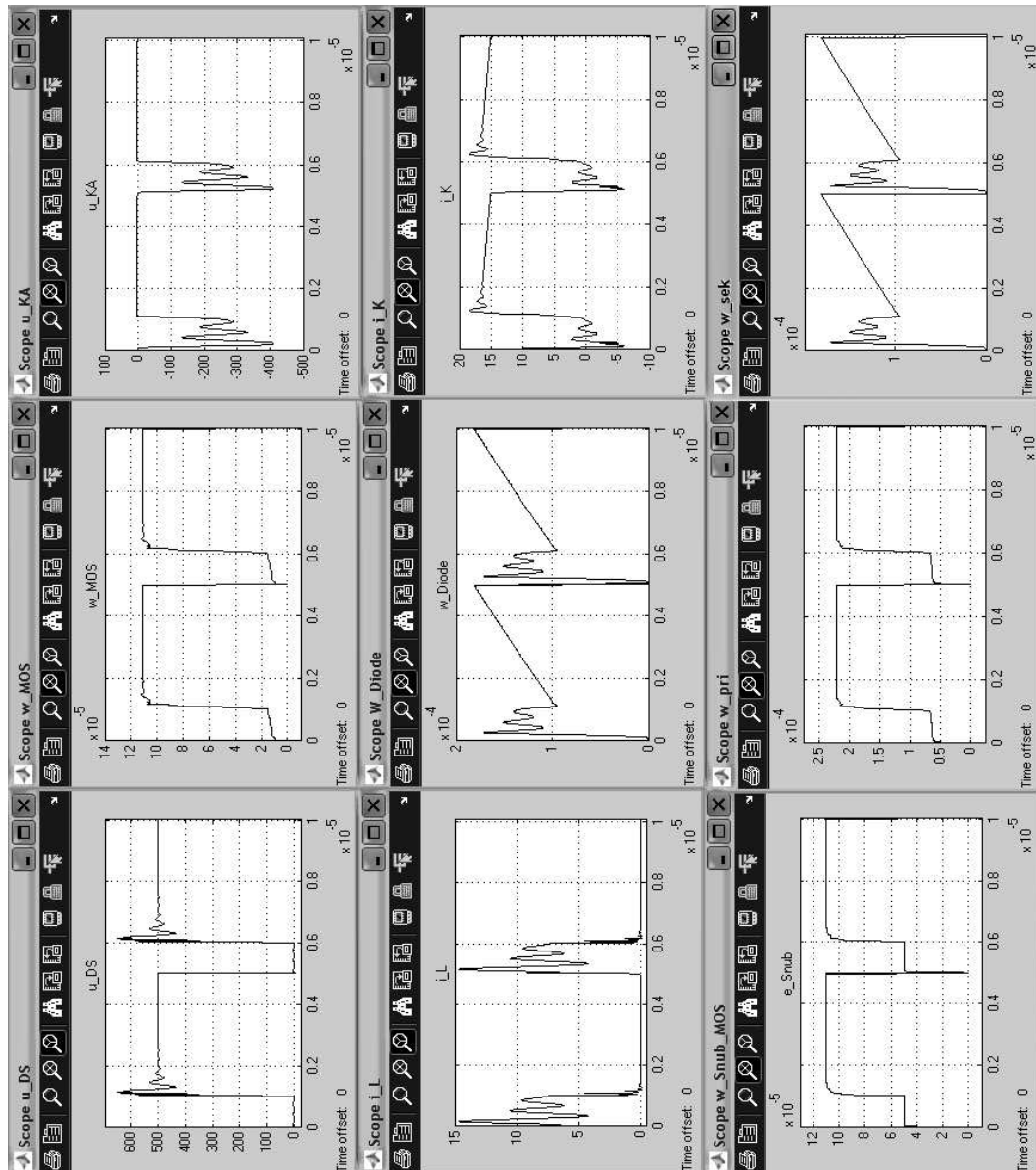


Abbildung A.20.: Kurvenverläufe für Faktor 10 höhere Diodenkapazität

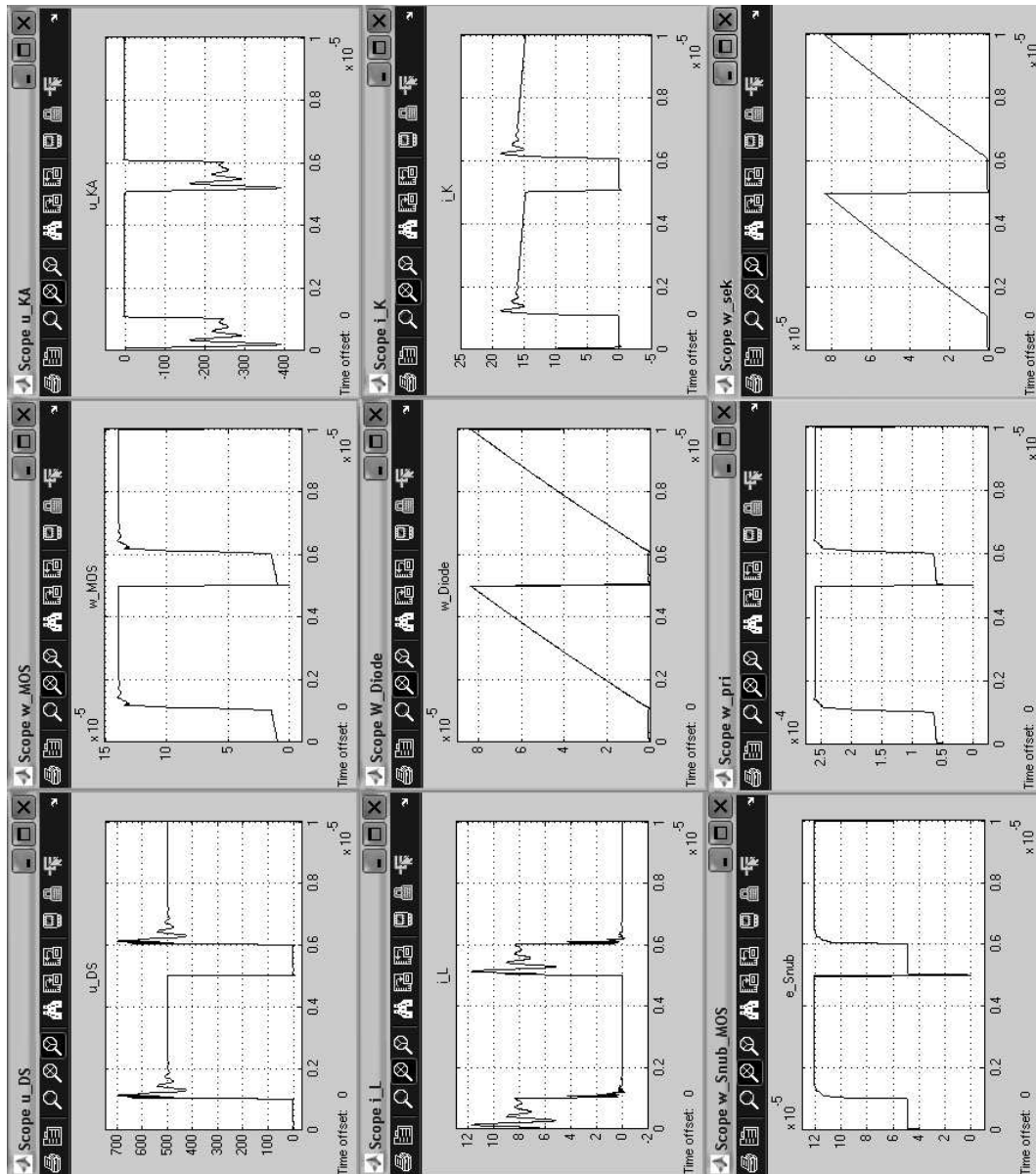


Abbildung A.21.: Kurvenverläufe für Faktor 0,1 niedrigere Diodenkapazität

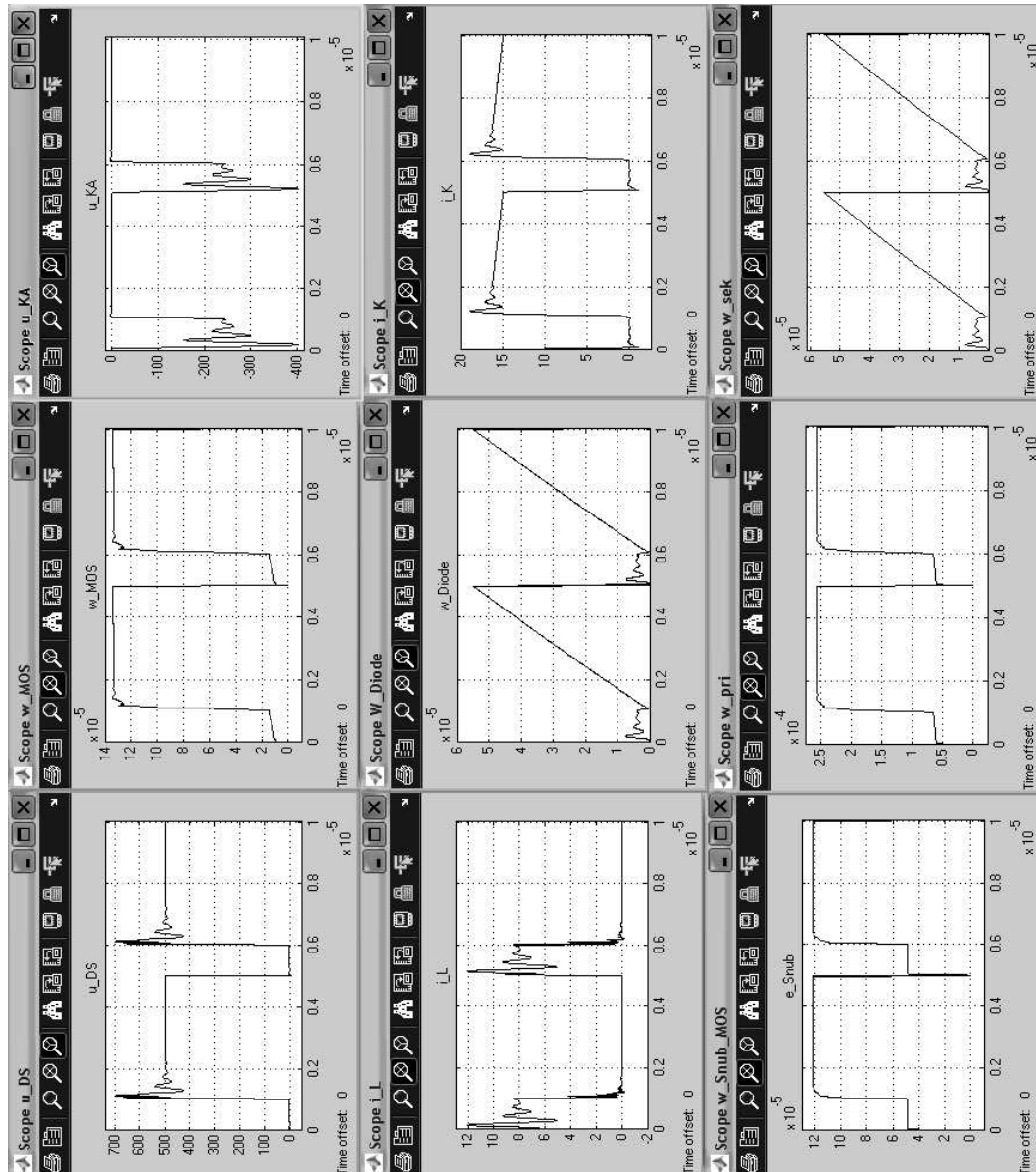


Abbildung A.22.: Kurvenverläufe für Faktor 100 steilere Diodenkennlinie

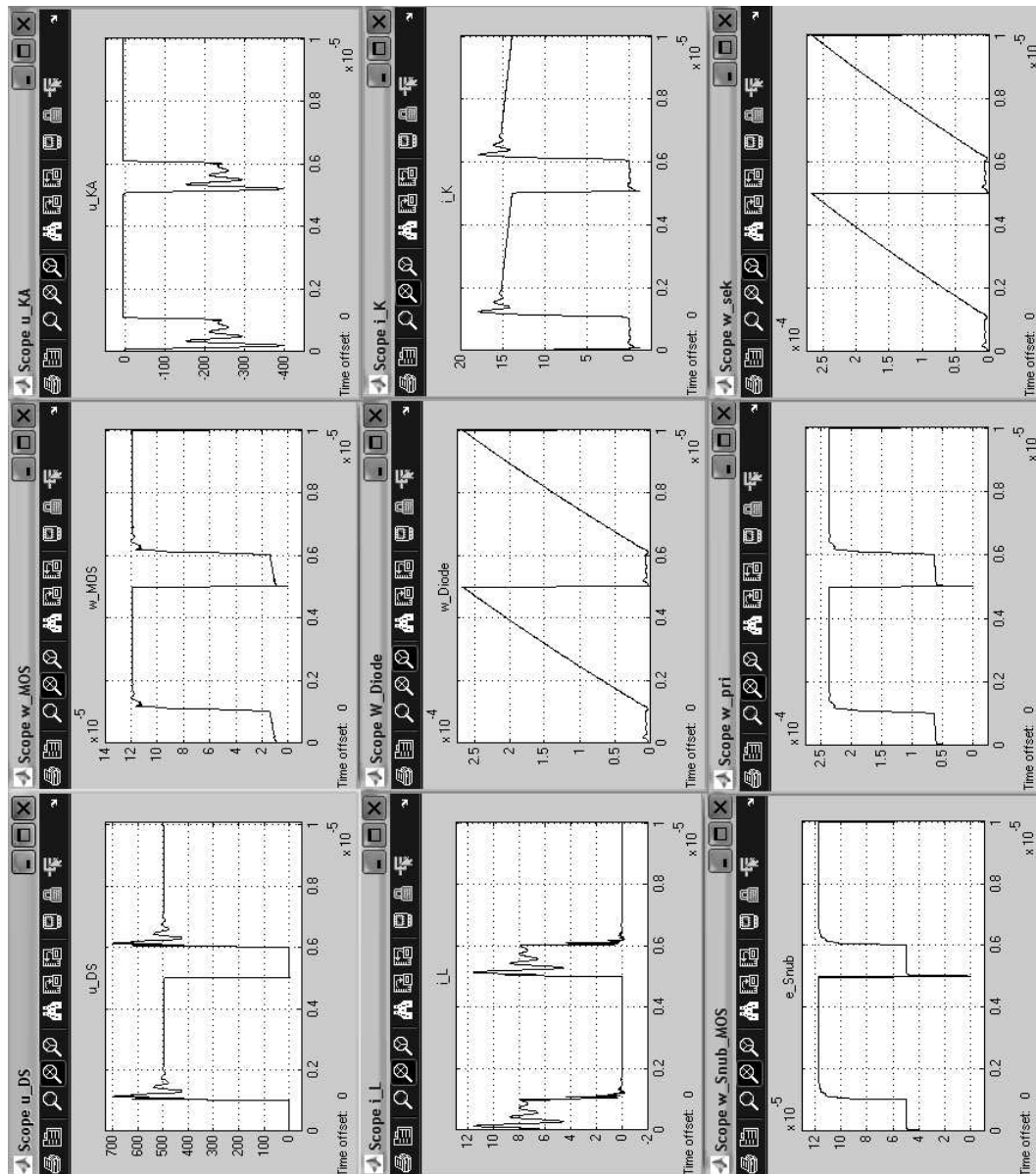


Abbildung A.23.: Kurvenverläufe für Faktor 0,1 flachere Diodenkennlinie

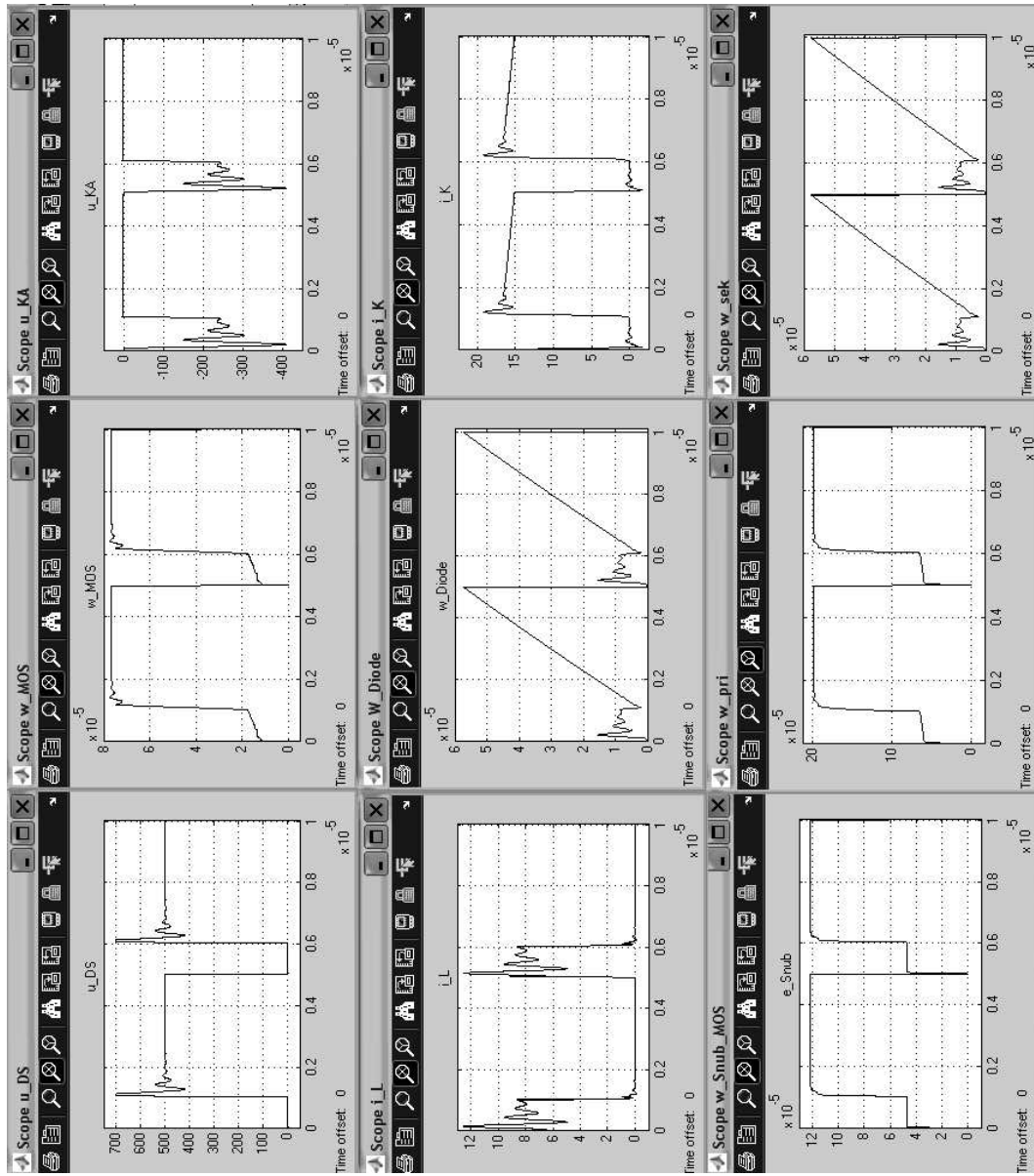


Abbildung A.24.: Kurvenverläufe für optimierten Flyback - geänderte Kapazitäten und Kennlinien der Halbleiter, Transformator 2:1

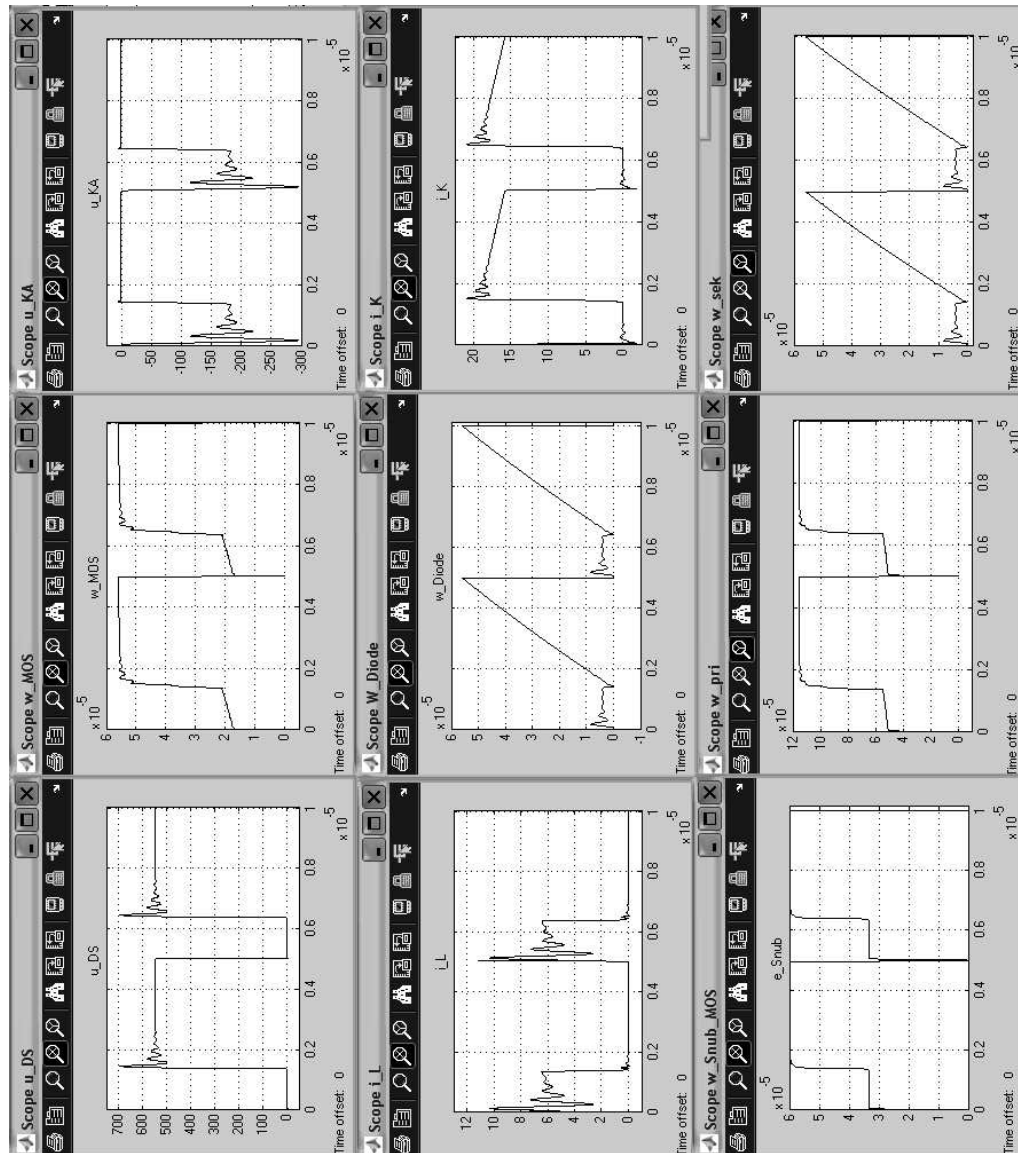


Abbildung A.25.: Kurvenverläufe für optimierten Flyback - geänderte Kapazitäten und Kennlinien der Halbleiter, Transformator 3:1 mit angepasstem Snubber für Schalter

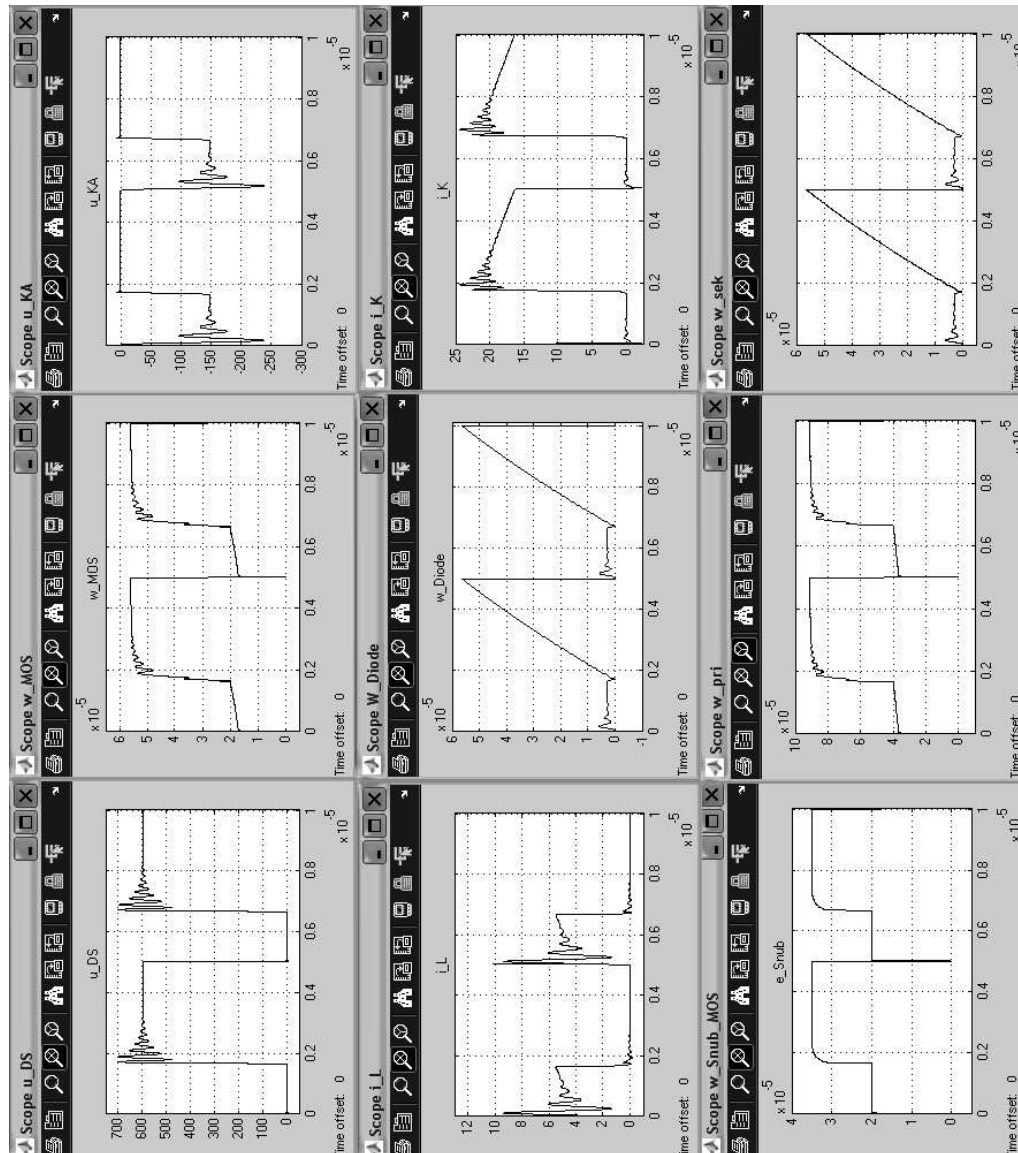


Abbildung A.26.: Kurvenverläufe für optimierten Flyback - geänderte Kapazitäten und Kennlinien der Halbleiter, Transformator 4:1 mit angepasstem Snubber für Schalter

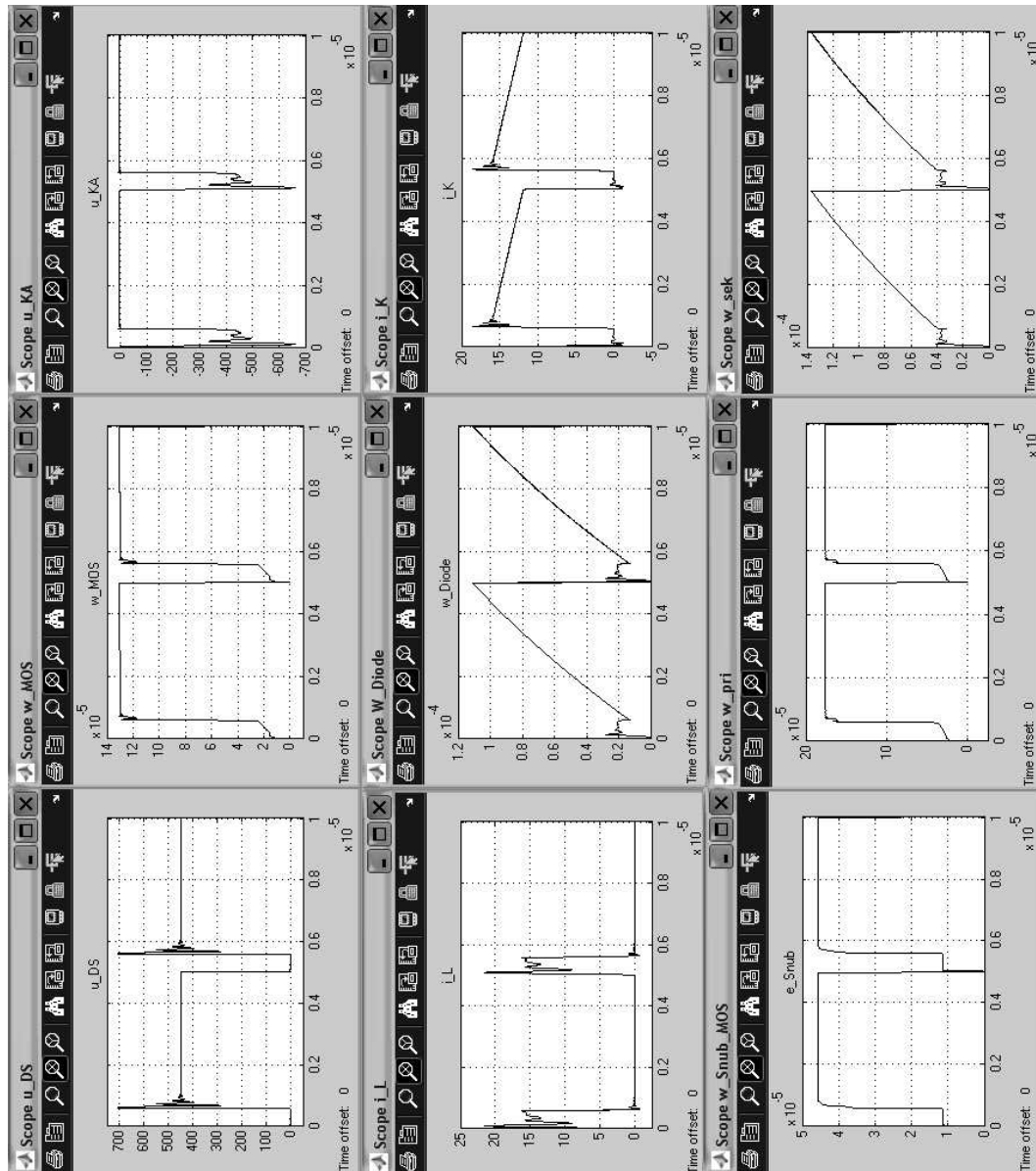


Abbildung A.27.: Kurvenverläufe für Flyback mit 600 V-Diode, Transformator 1:1 und angepasstem Snubber für Schalter

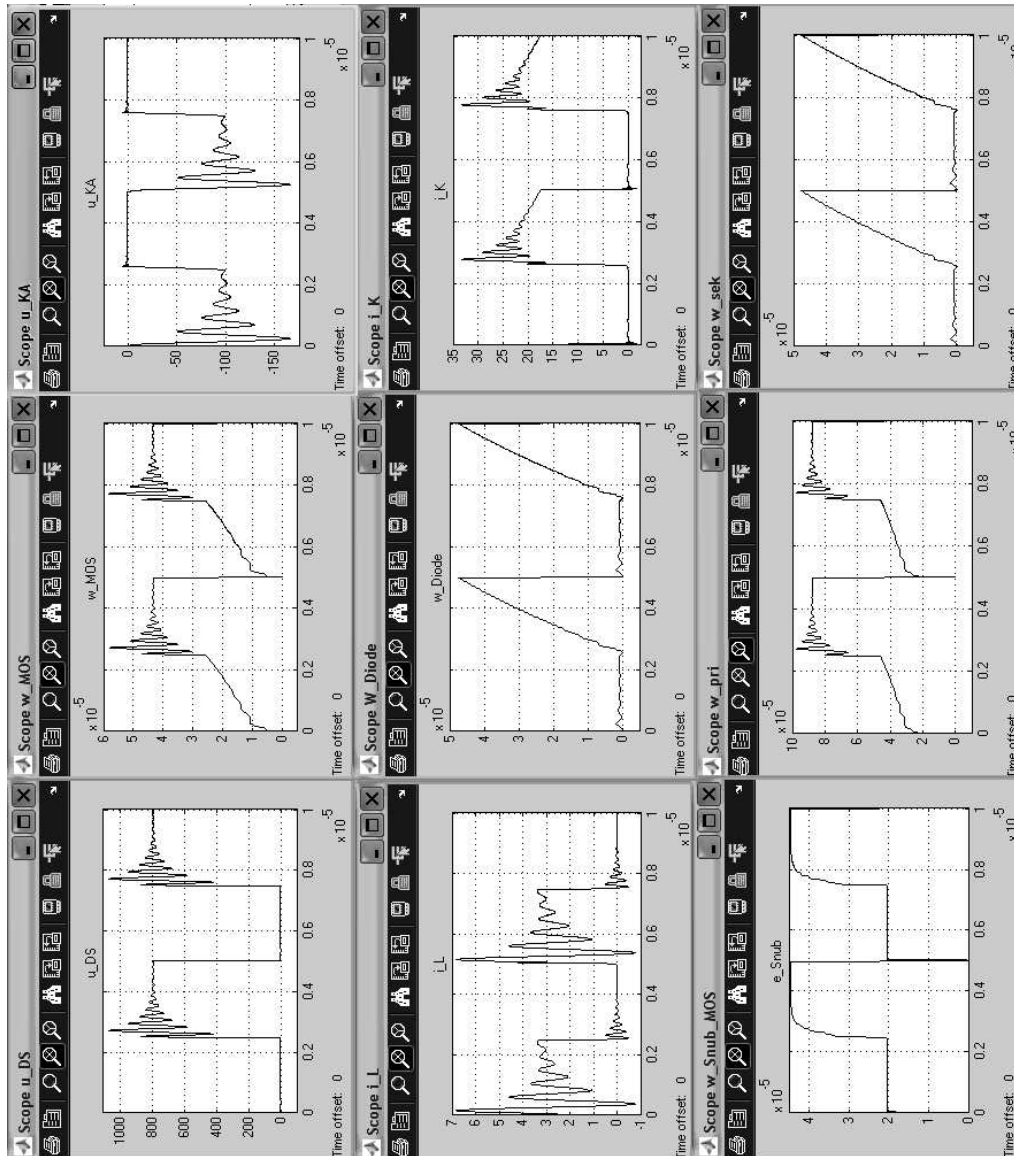


Abbildung A.28.: Kurvenverläufe für Flyback mit 1500 V-JFET, Transformator 8:1 inkl. realer Induktivitätswerte und angepasstem Snubber für Schalter

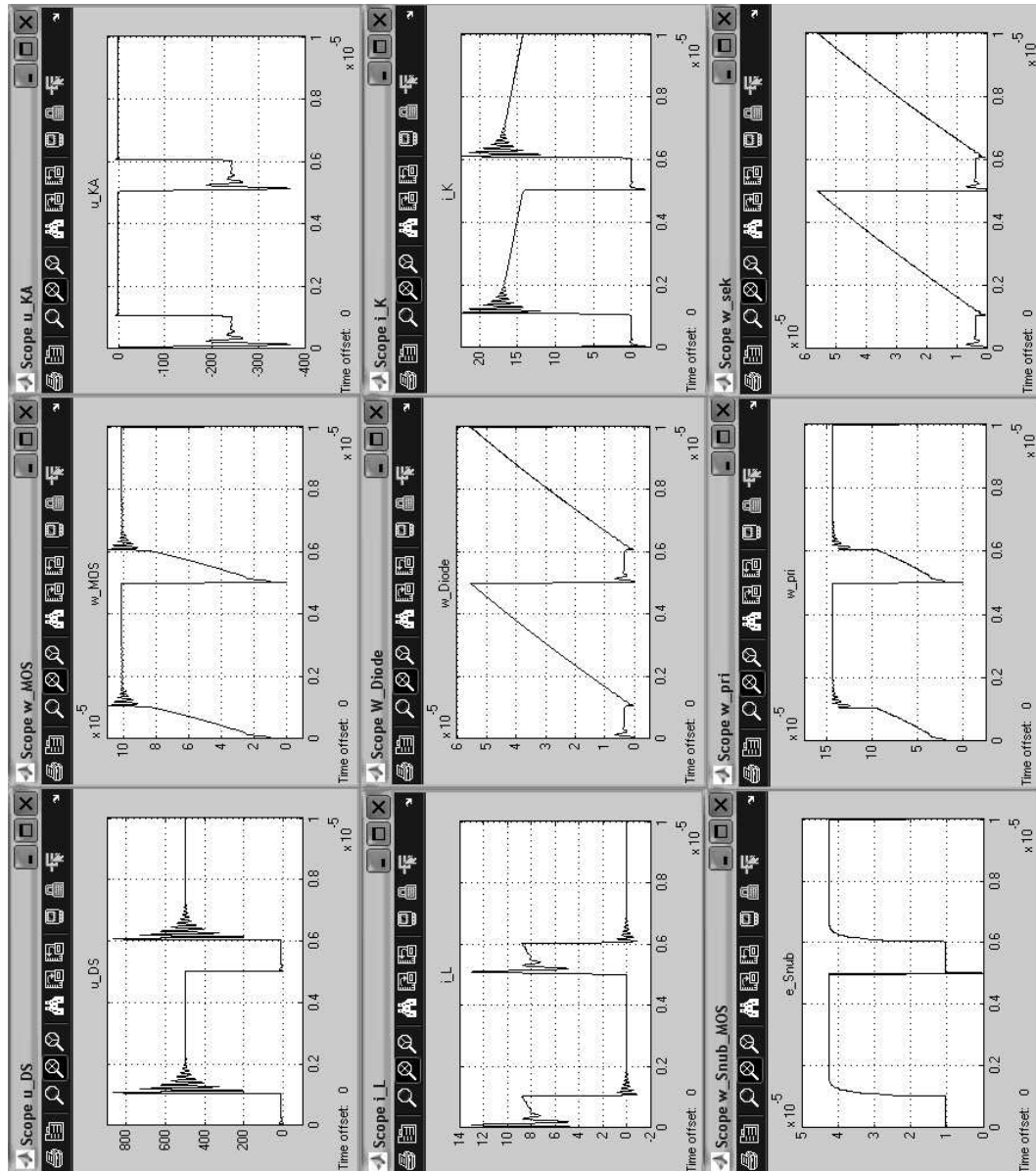


Abbildung A.29.: Kurvenverläufe für Flyback-Modell (7): 800 V -Schalter, Transformator $\frac{2}{1}$, $L_h = 240\mu\text{H}$, $L_\sigma = 2\mu\text{H}$

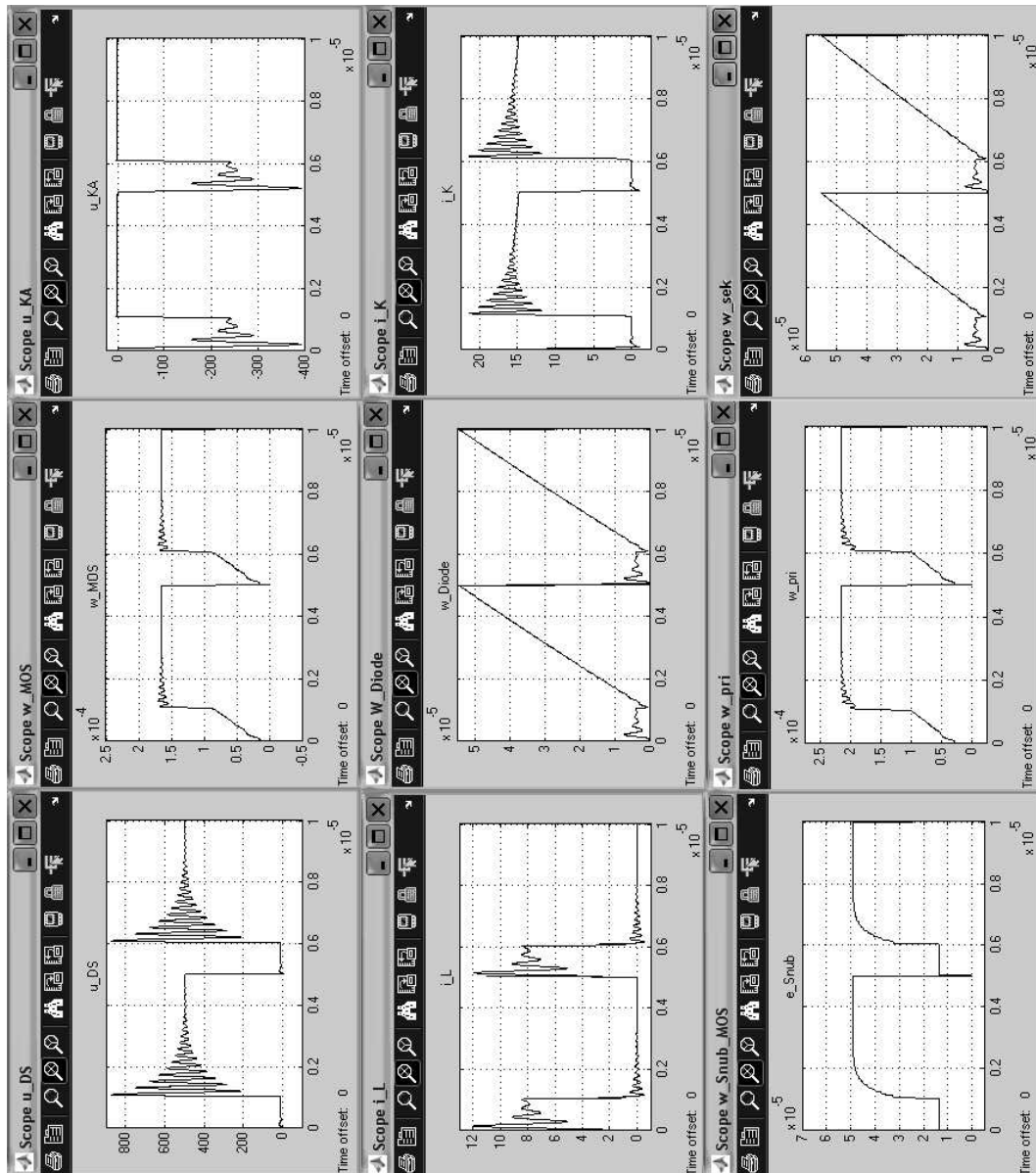


Abbildung A.30.: Kurvenverläufe für Flyback-Modell (8): 800 V-Schalter , Transformator $\frac{2}{1}$, $L_h = 460\text{ }\mu\text{H}$, $L_\sigma = 4\text{ }\mu\text{H}$

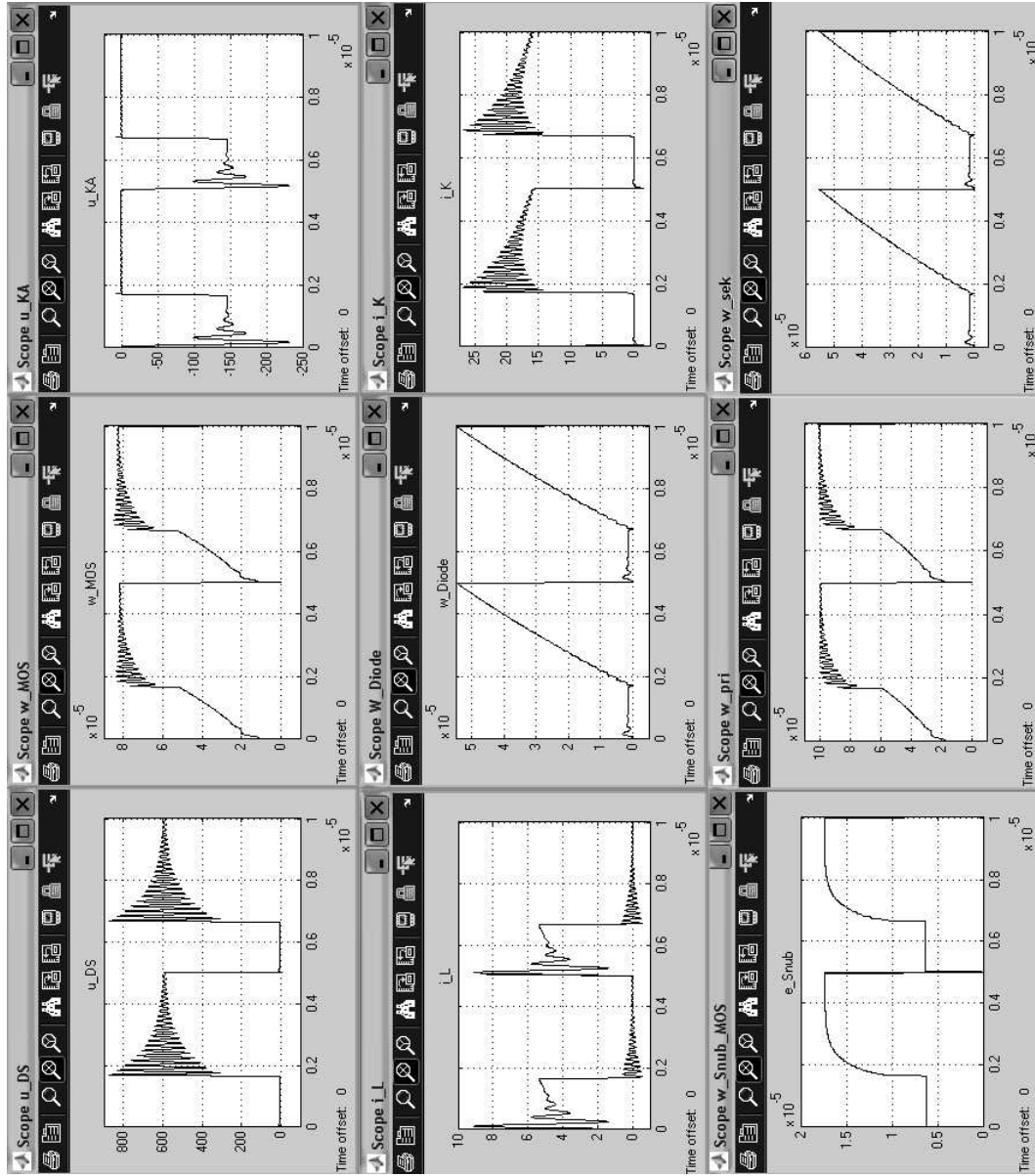


Abbildung A.31.: Kurvenverläufe für Flyback-Modell (9): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{4}{1}$, $L_h = 460 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 4 \mu\text{H}$

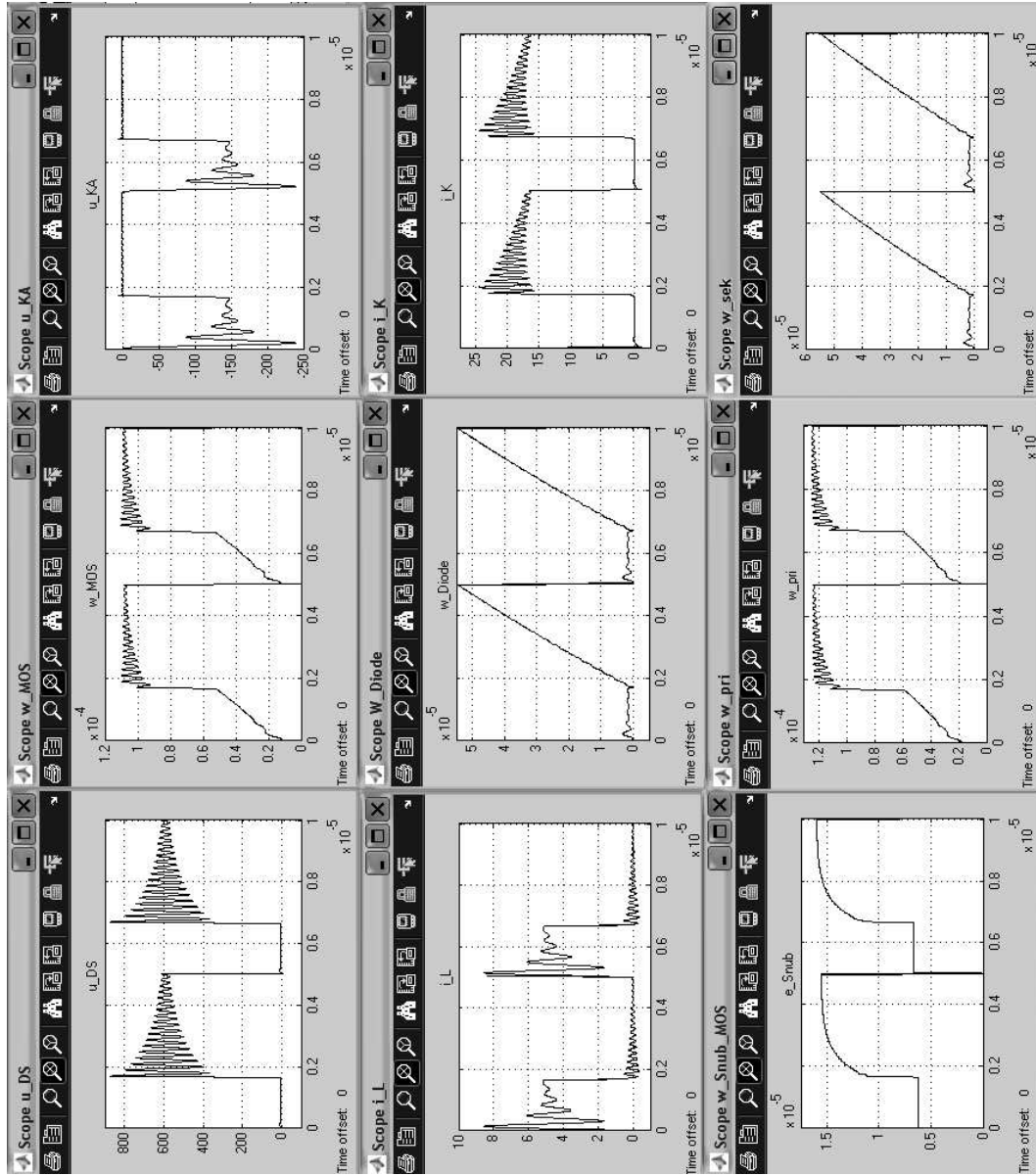


Abbildung A.32.: Kurvenverläufe für Flyback-Modell (10): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{4}{1}$, $L_h = 650 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 6 \mu\text{H}$

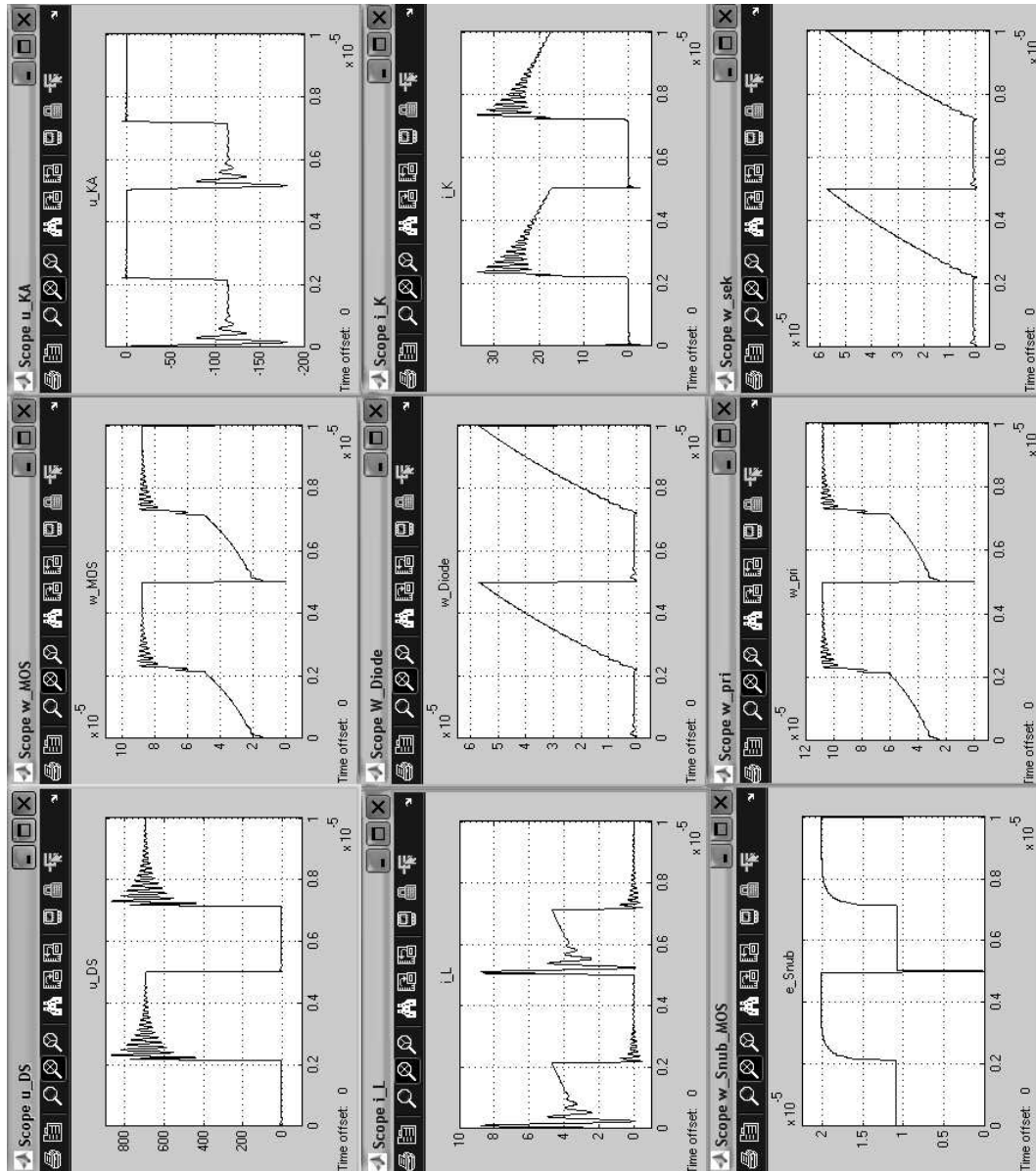


Abbildung A.33.: Kurvenverläufe für Flyback-Modell (11): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{6}{1}$, $L_h = 460 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 4 \mu\text{H}$

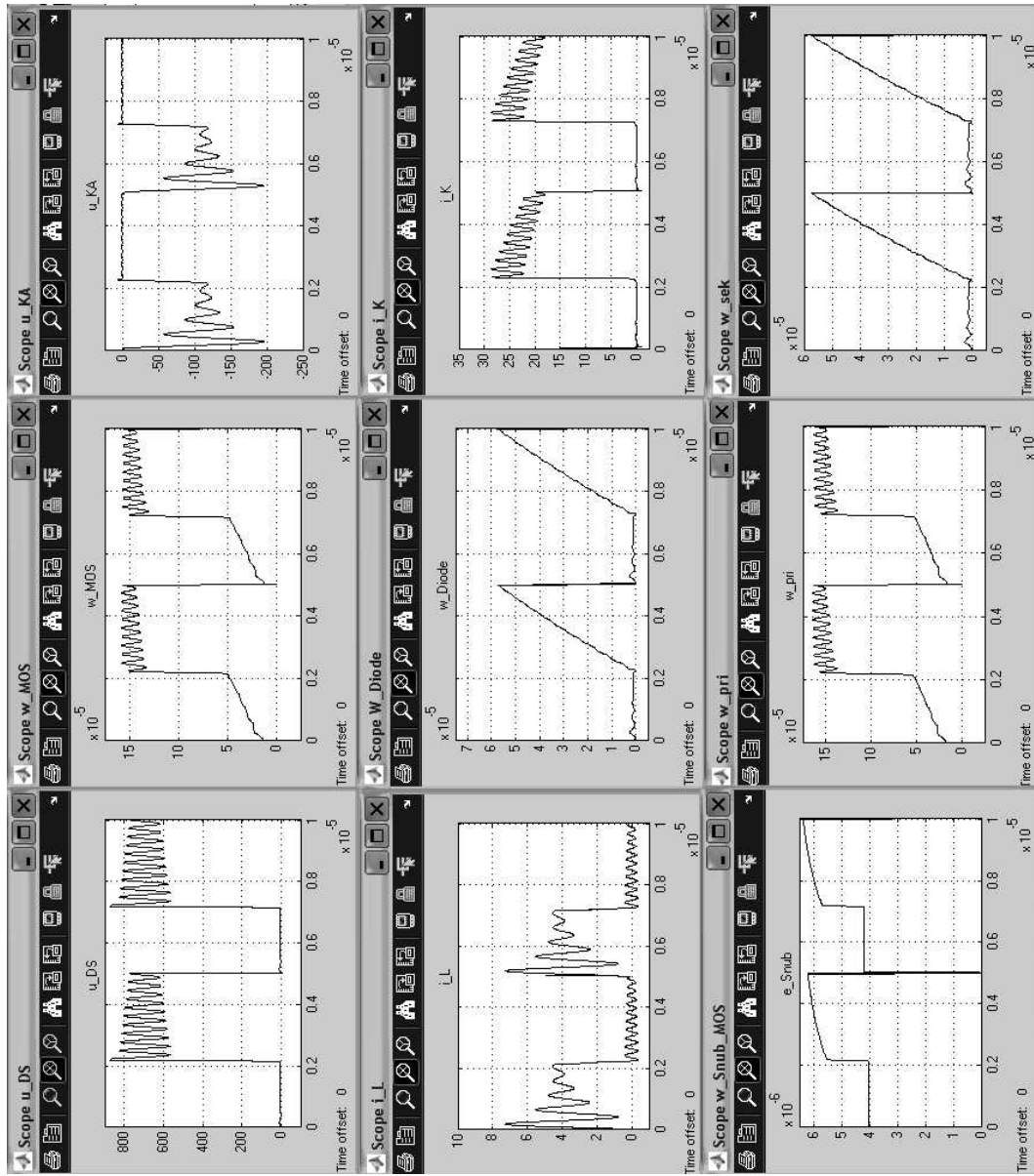


Abbildung A.34.: Kurvenverläufe für Flyback-Modell (12): 800 V-Schalter, Transformator $\frac{6}{1}$, $L_h = 800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 9 \mu\text{H}$

A.4. Simulation des Forward-Converters in Simulink

A.4.1. Forward-Simulationsmodell

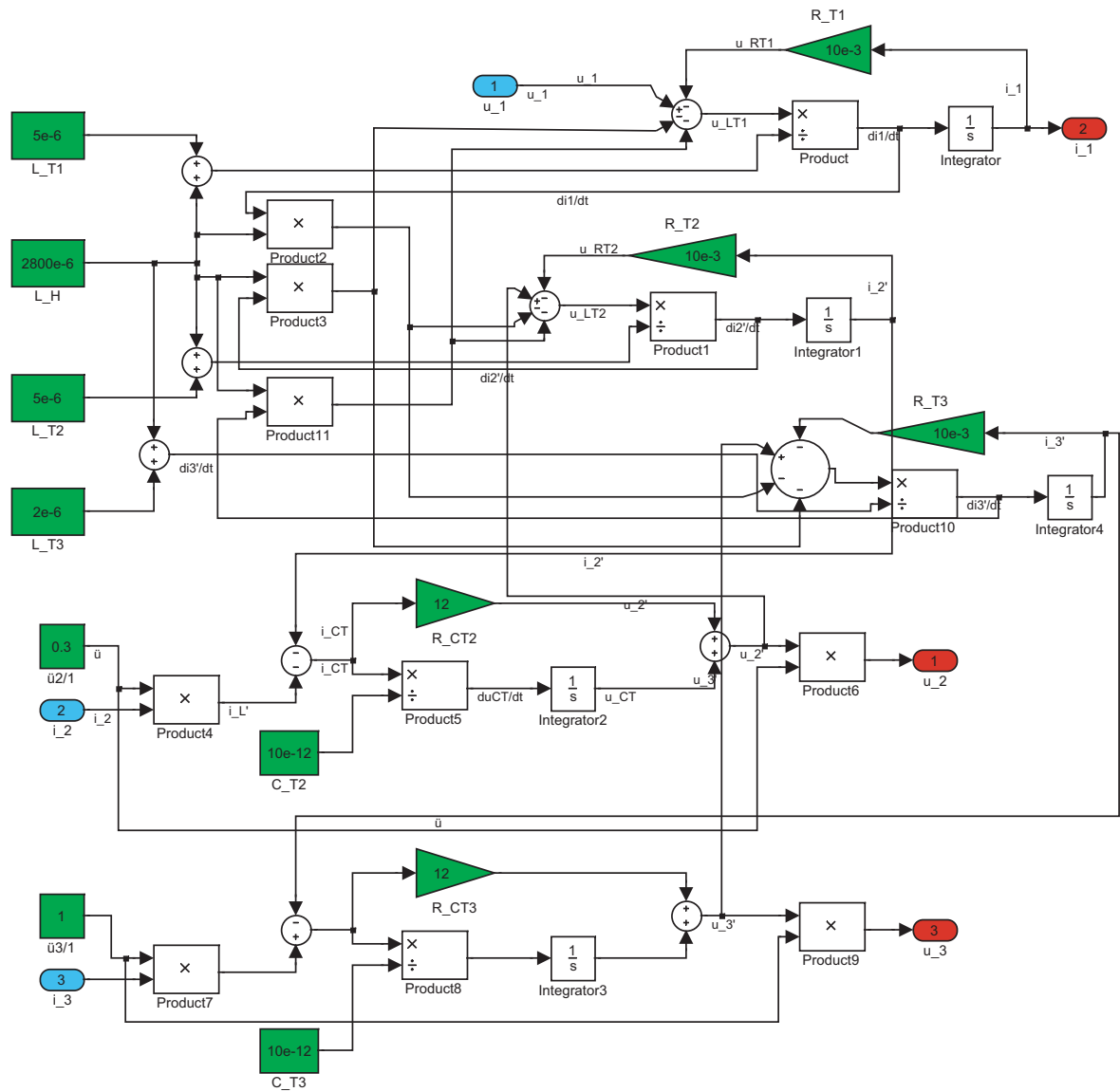


Abbildung A.35.: Subsystem Trafo mit Entmagnetisierungswicklung

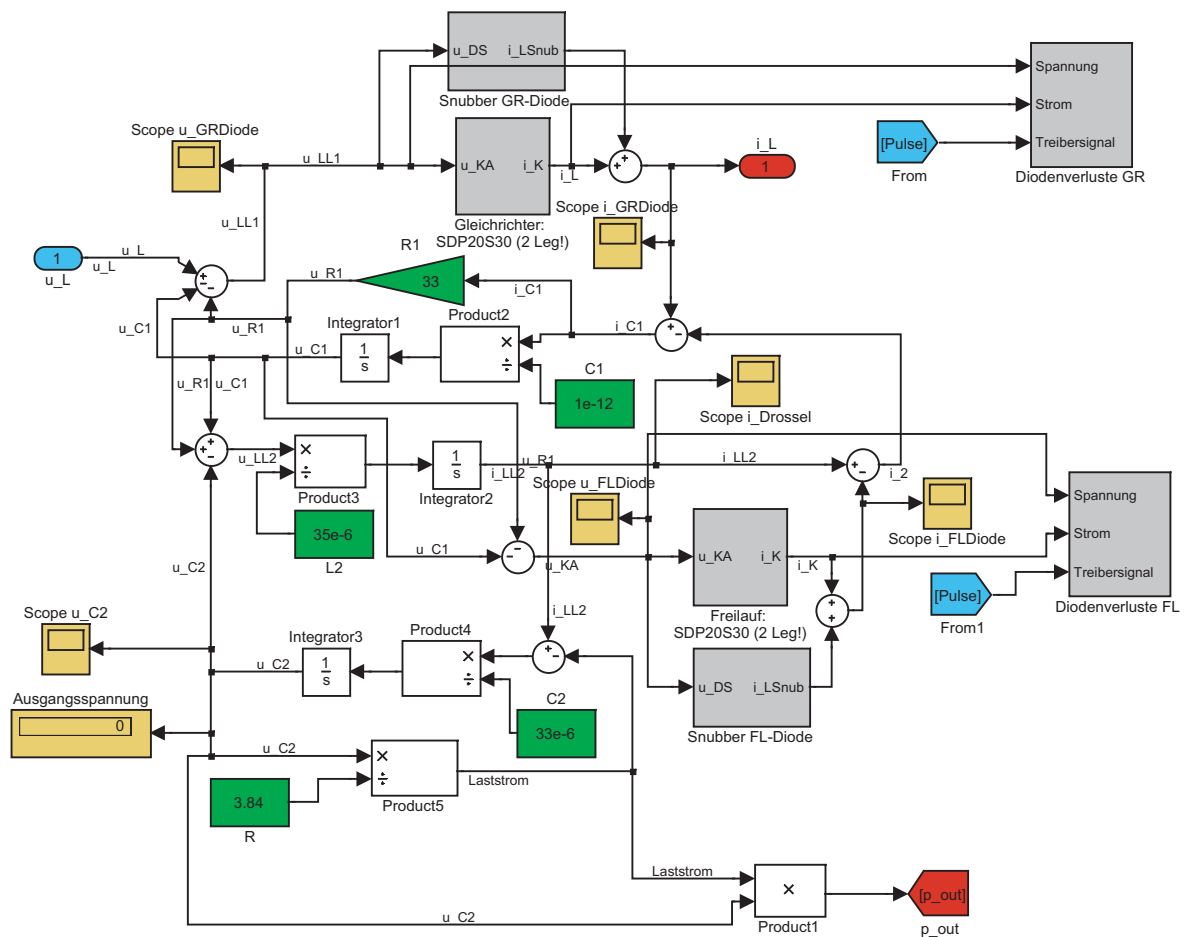


Abbildung A.36.: Subsystem der sekundärseitigen Gleichrichtung und Last

A.4.2. Kurvenverläufe aus Simulationsrechnungen

Im Folgenden sind die aus simulativen Untersuchungen erhaltenen Kurvenverläufe für die in Abschnitt 4.5 erläuterten Parametervariationen am Forward-Converter aufgeführt. Es sind jeweils zwei Taktperioden im stationären Zustand dargestellt. Die Verläufe für folgende Größen sind abgebildet:

u_{DS} : Drain-Source-Spannung am Schalter in V	$u_{GR\,Diode}$: Spannung über der Gleichrichterdiode in V	$u_{FL\,Diode}$: Spannung über der Freilaufdiode in V	u_{Demag} : Spannung über der Diode im Entmagnetisierungskreis in V
i_L : Strom durch den Schalter in A	$i_{GR\,Diode}$: Strom durch die Gleichrichterdiode in A	$i_{FL\,Diode}$: Strom durch die Freilaufdiode in A	i_{Demag} : Strom durch die Diode im Entmagnetisierungszweig in A
w_{MOS} : Anfallende Verlustenergie am Schalter in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt erfolgt ein Reset	$w_{GR\,Diode}$: Verlustenergie an der Gleichrichterdiode in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt des Schalters erfolgt ein Reset	$w_{FL\,Diode}$: Verlustenergie an der Freilaufdiode in J; zu jedem Einschaltzeitpunkt des Schalters erfolgt ein Reset	u_{C2} bzw. η : Spannung am Ausgangskondensator bzw. Wirkungsgrad der Gesamtschaltung

Tabelle A.2.: Dargestellte Kurvenverläufe für Simulation des Forward-Converters

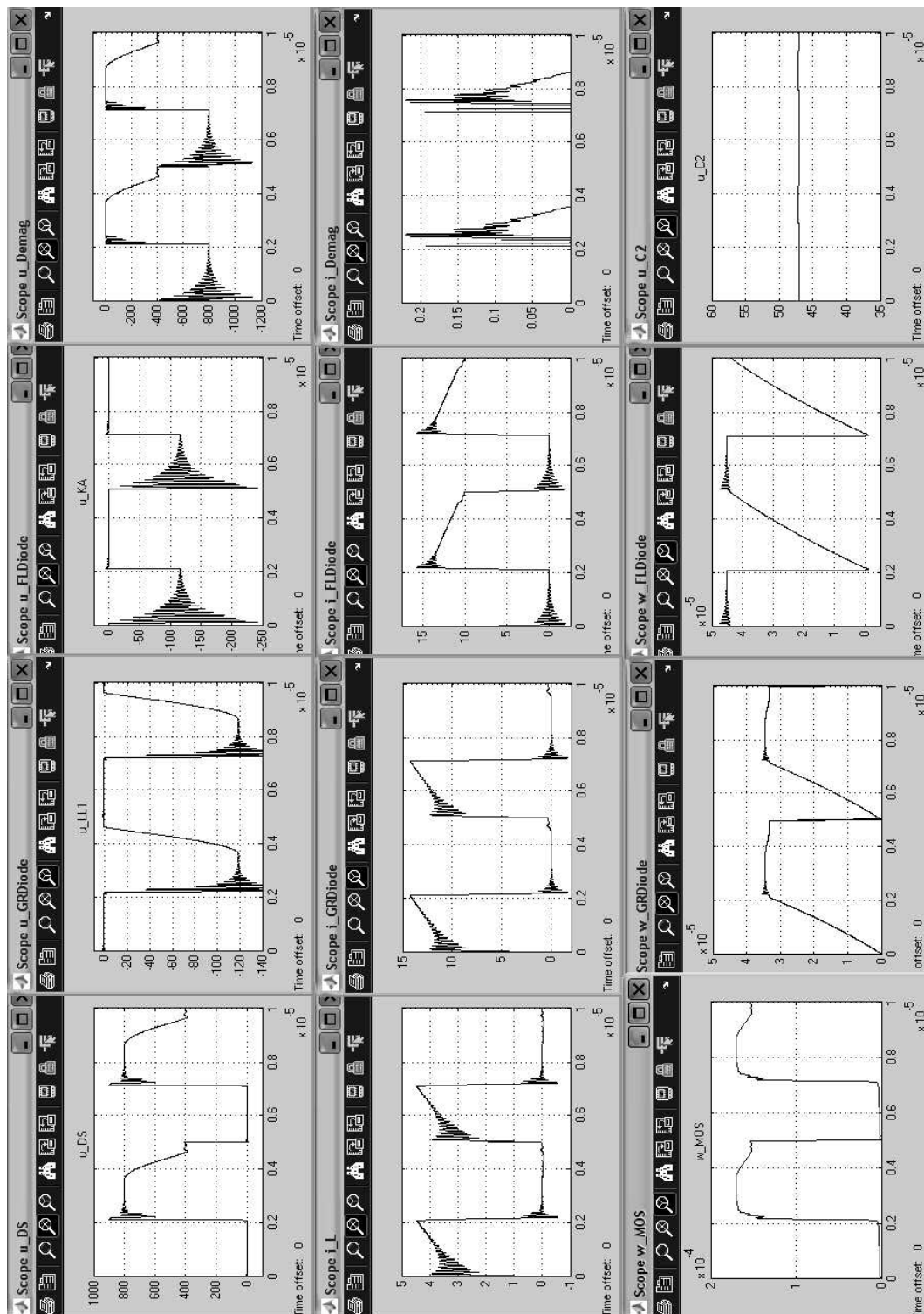
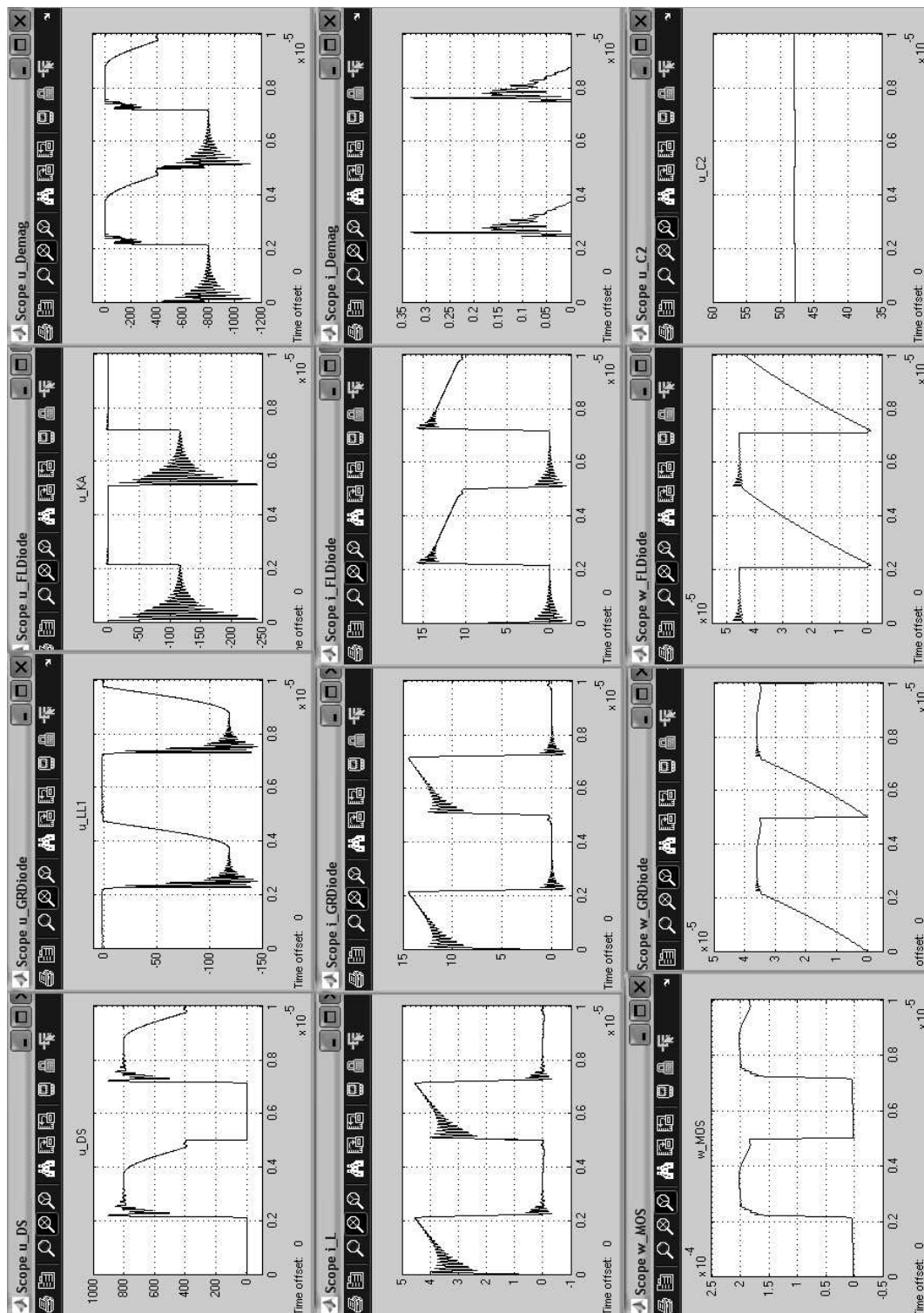
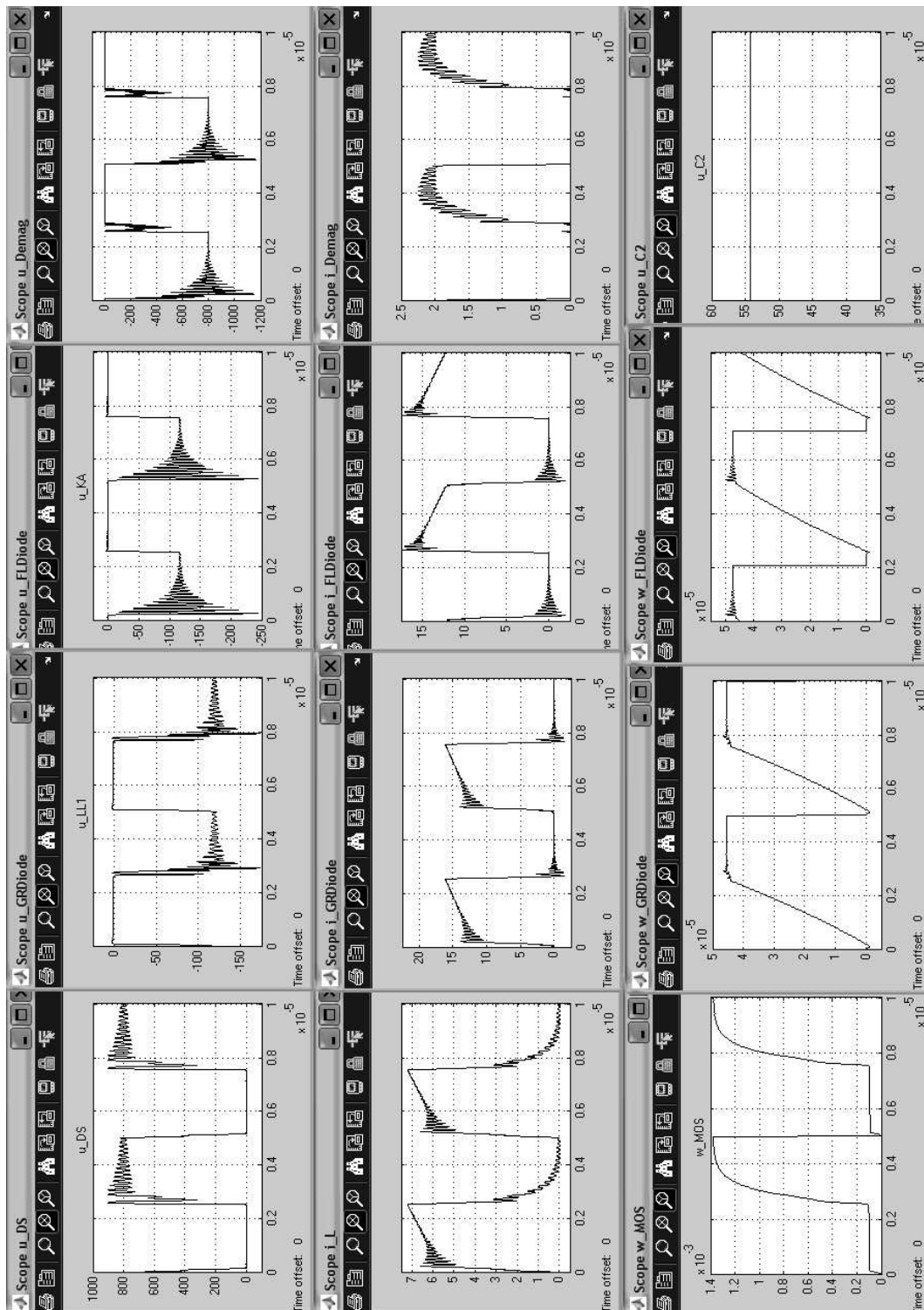
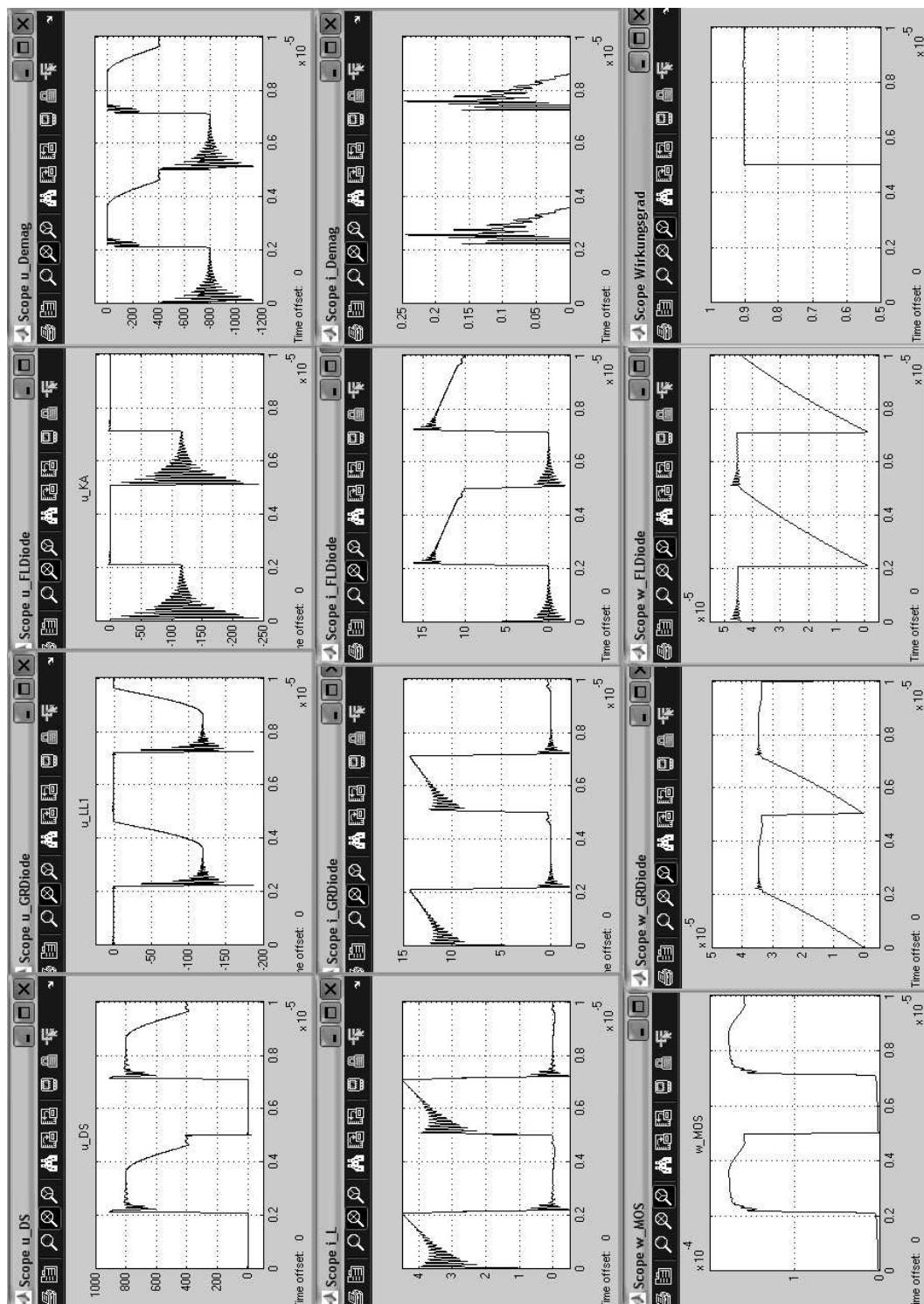
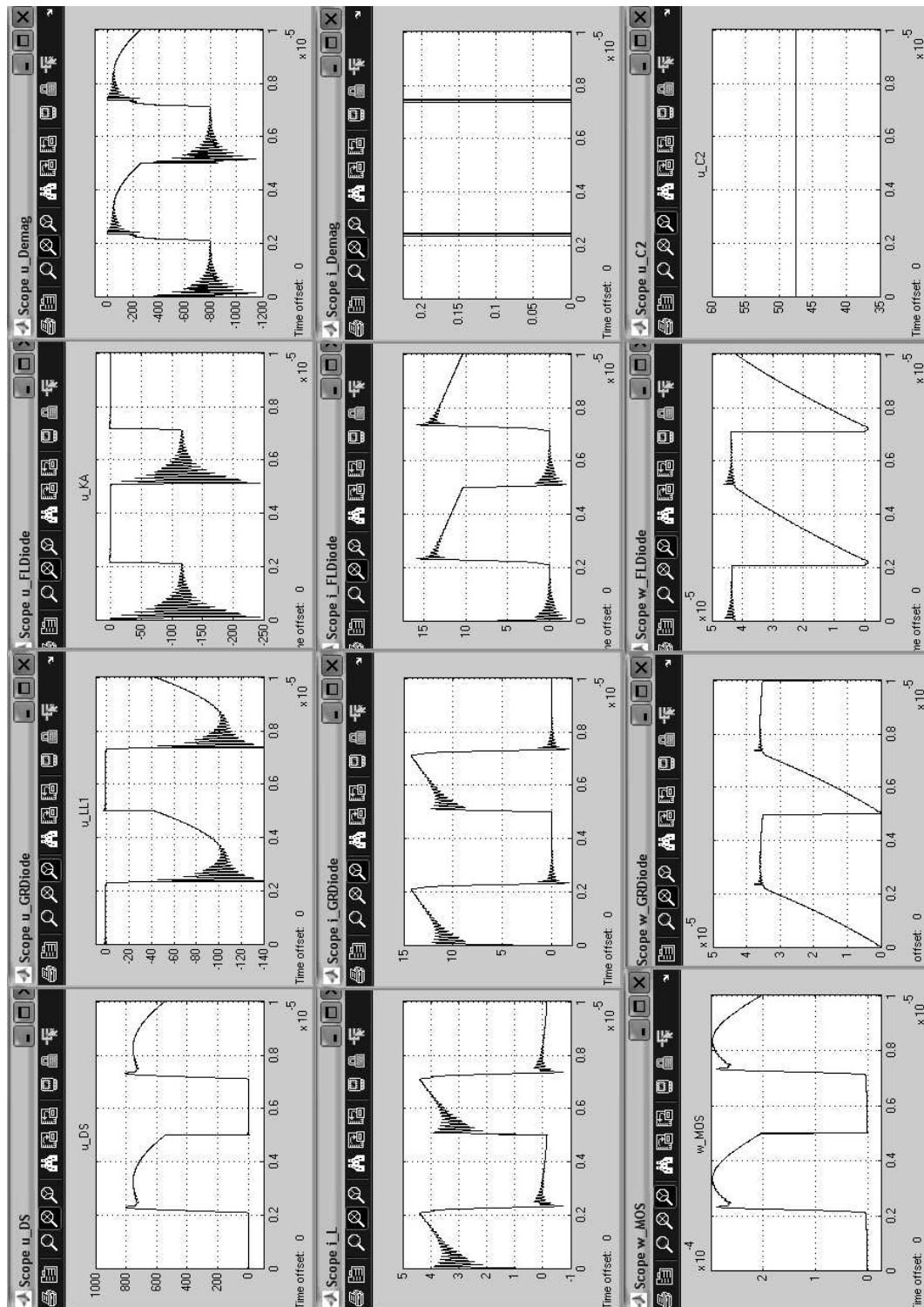


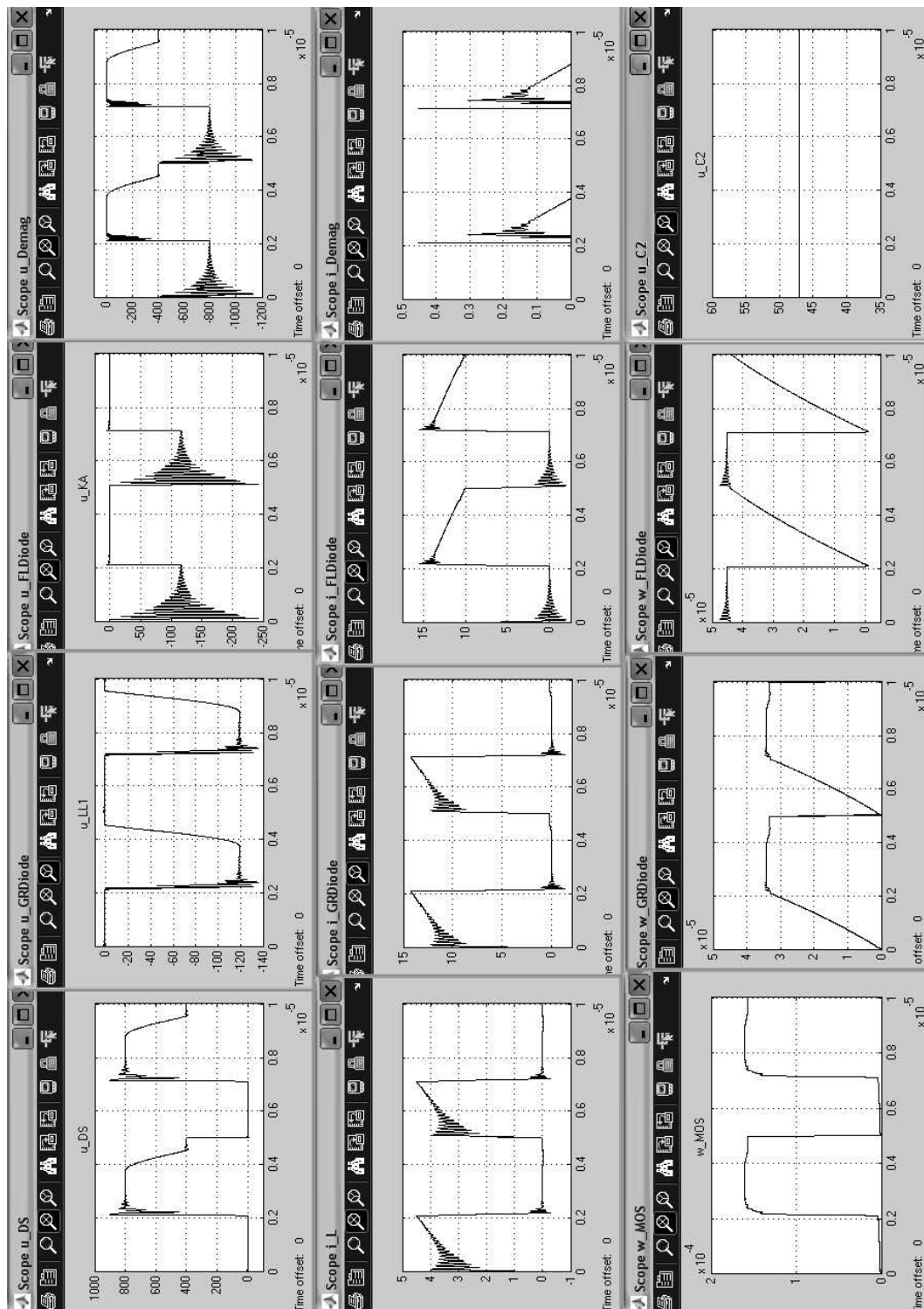
Abbildung A.37.: Ausgewählte Kurvenverläufe für Ausgangszustand der Simulation (Referenzmodell Forward)

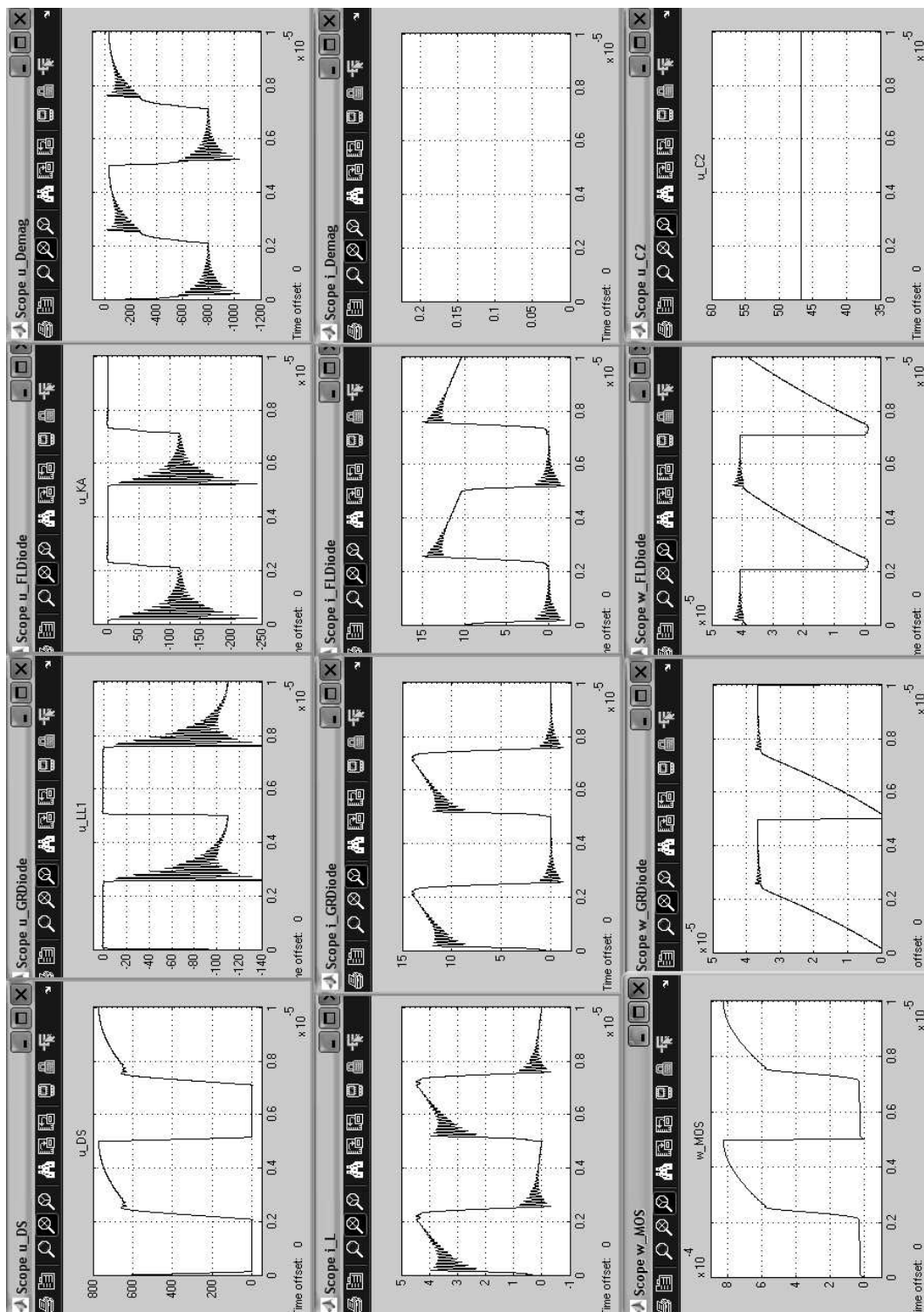
Abbildung A.38.: Kurvenverläufe Forward für $C_{GS} = 5000 \text{ pF}$

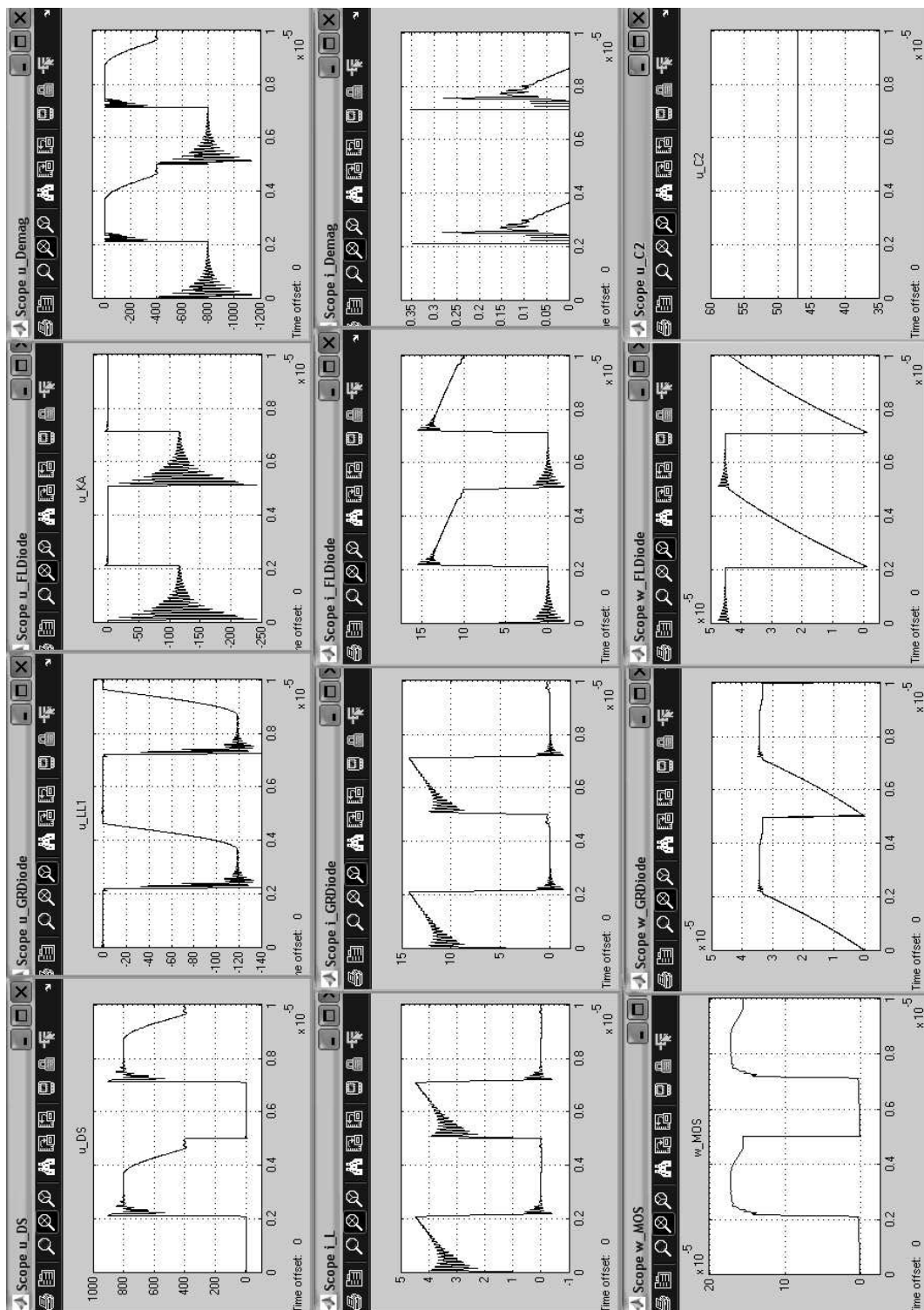
Abbildung A.39.: Kurvenverläufe Forward für $C_{GS} = 50000$ pF

Abbildung A.40.: Kurvenverläufe Forward für $C_{GS} = 100\text{ pF}$

Abbildung A.41.: Kurvenverläufe Forward für $C_{DS} = 700 \text{ pF}$

Abbildung A.42.: Kurvenverläufe Forward für $C_{DS} = 10 \text{ pF}$

Abbildung A.43.: Kurvenverläufe Forward für $C_{DG} = 300$ pF

Abbildung A.44.: Kurvenverläufe Forward für $C_{DG} = 0,1 \text{ pF}$

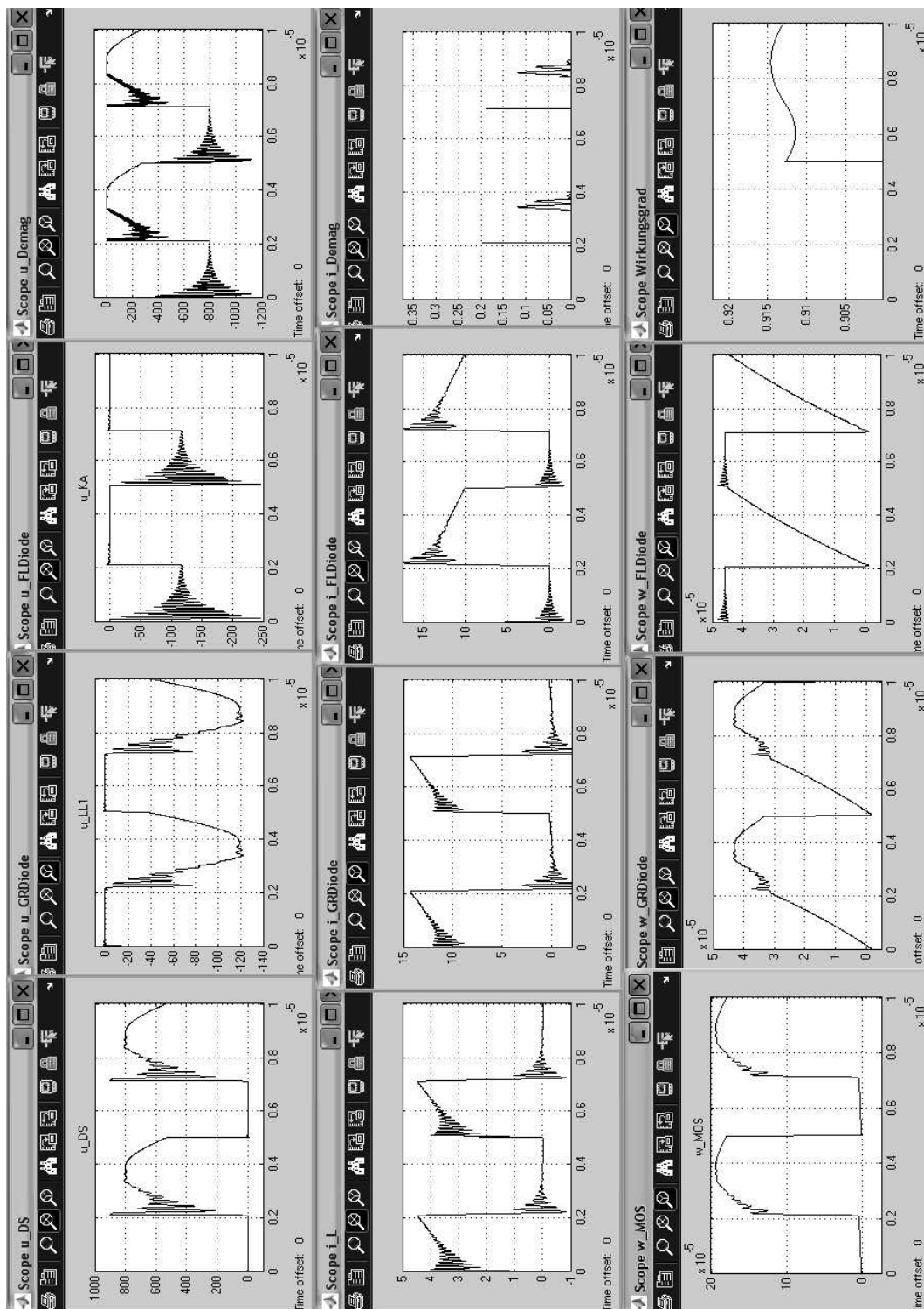


Abbildung A.45.: Kurvenverläufe Forward für Faktor 10 höhere Kapazität der Gleichrichterdiode

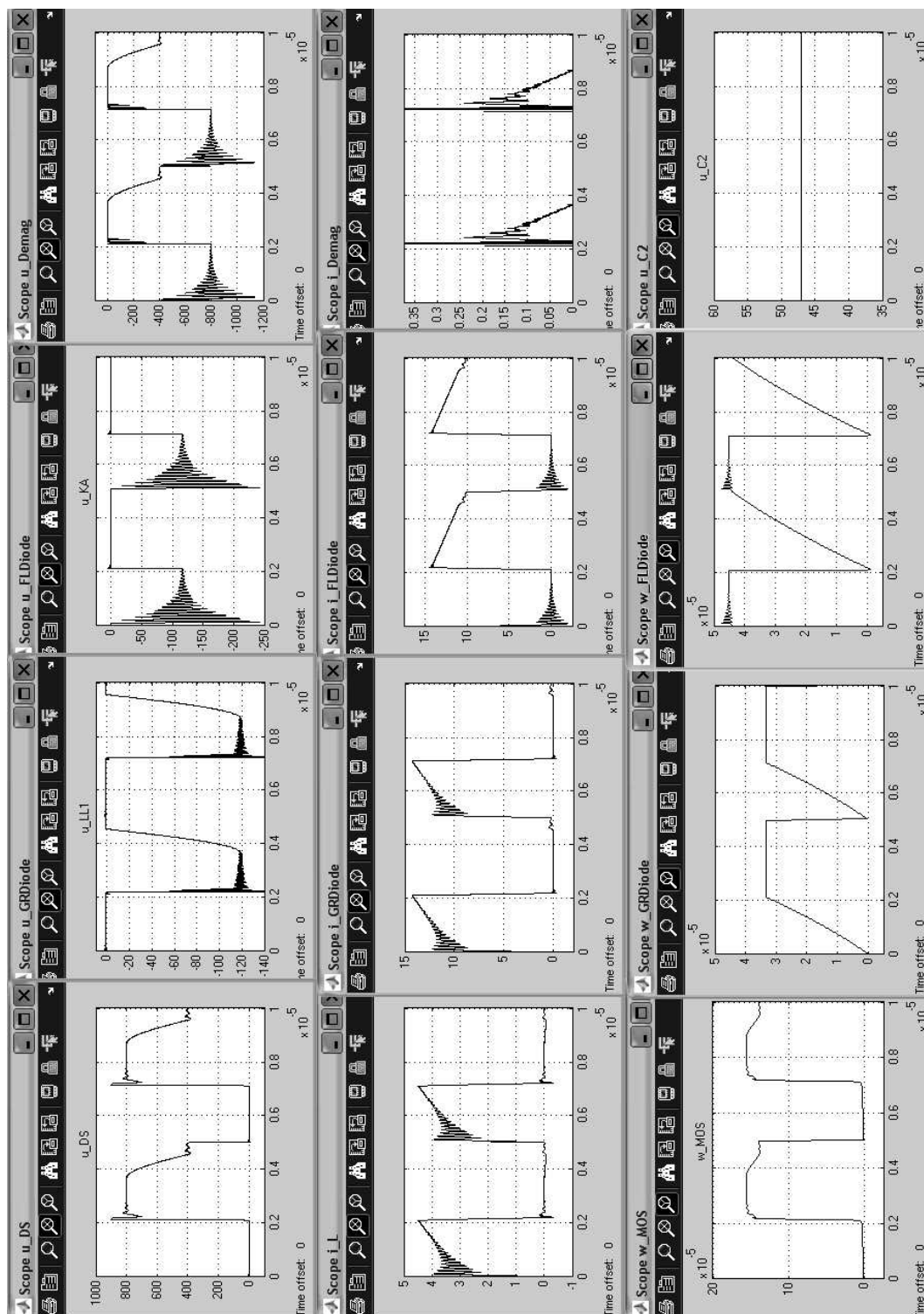


Abbildung A.46.: Kurvenverläufe Forward für Faktor 0,1 niedrigere Kapazität der Gleichrichterdiode

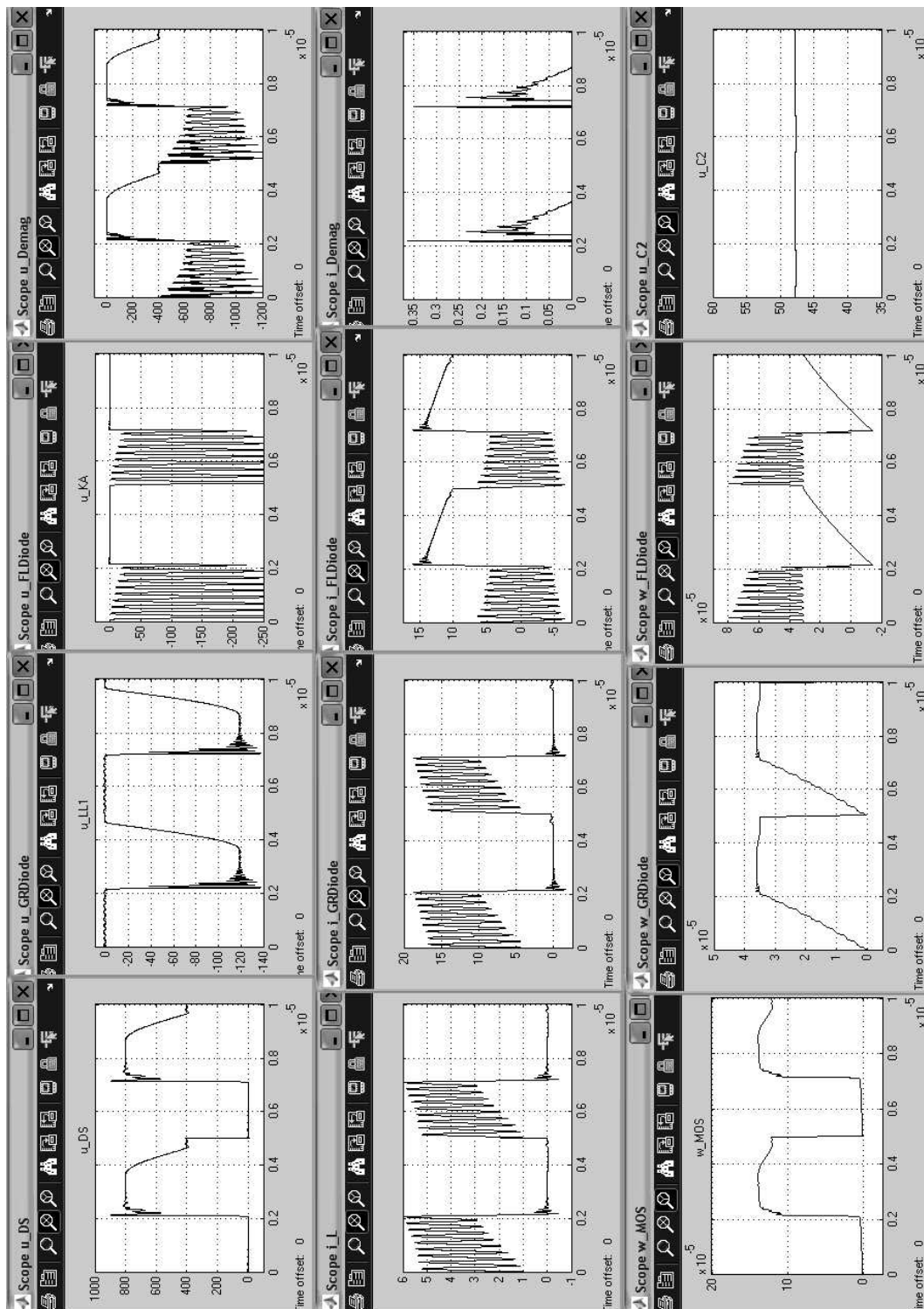


Abbildung A.47.: Kurvenverläufe Forward für Faktor 10 höhere Kapazität der Freilaufdiode



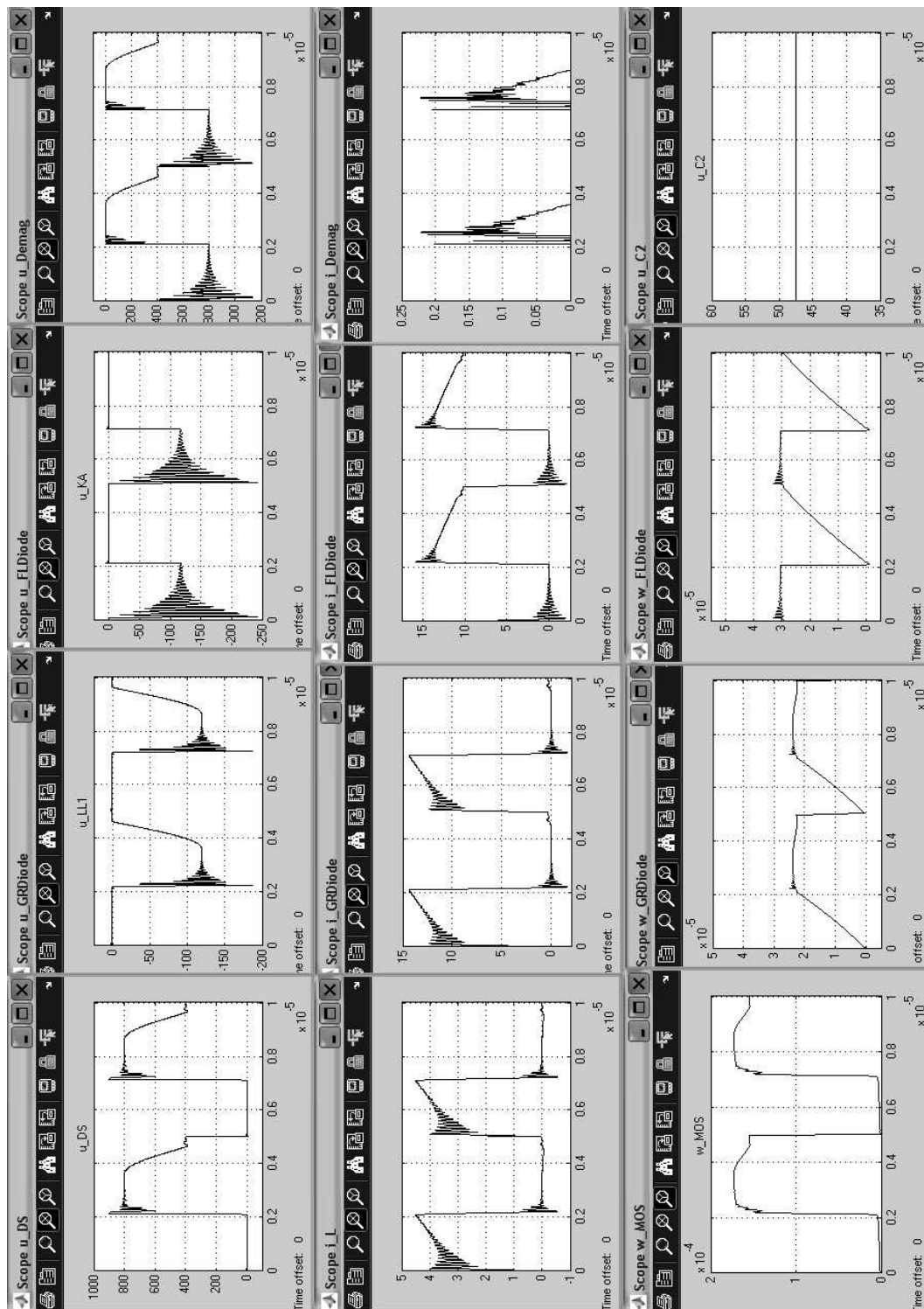


Abbildung A.49.: Kurvenverläufe Forward für Faktor 100 steilere Diodenkennlinien

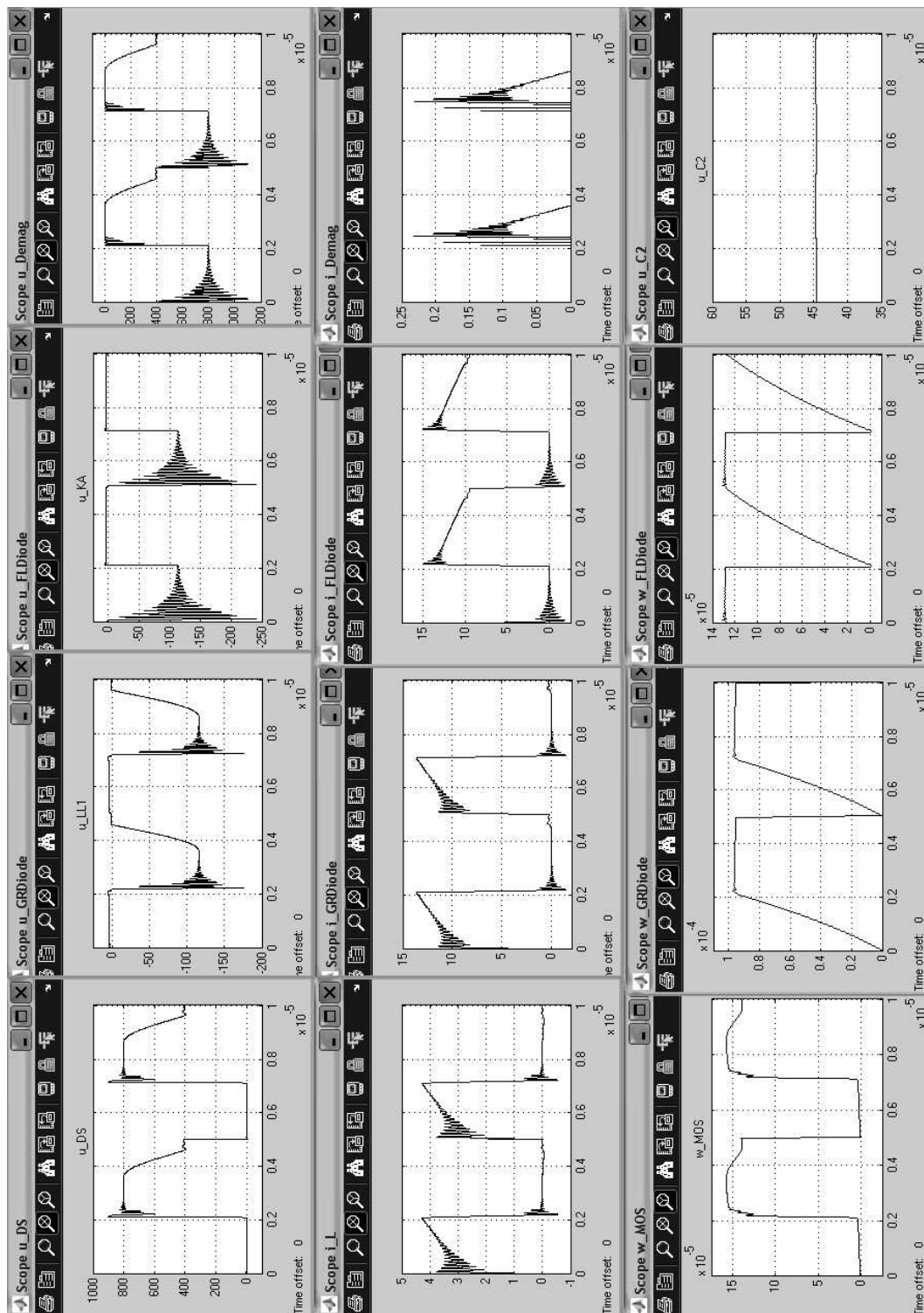


Abbildung A.50.: Kurvenverläufe Forward für Faktor 0,1 flachere Diodenkennlinien

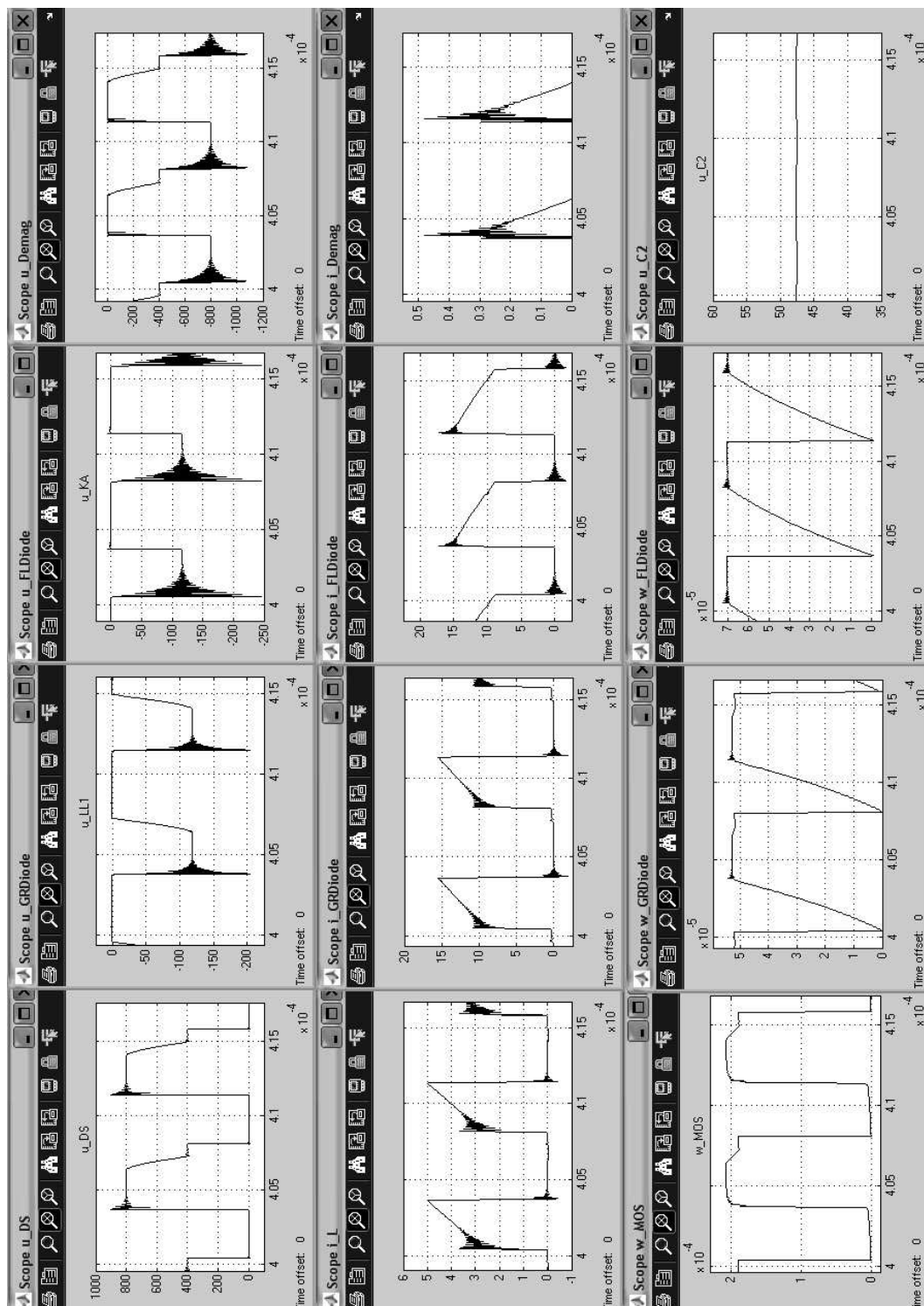


Abbildung A.51.: Forward-Converter mit auf 130kHz reduzierter PWM-Frequenz

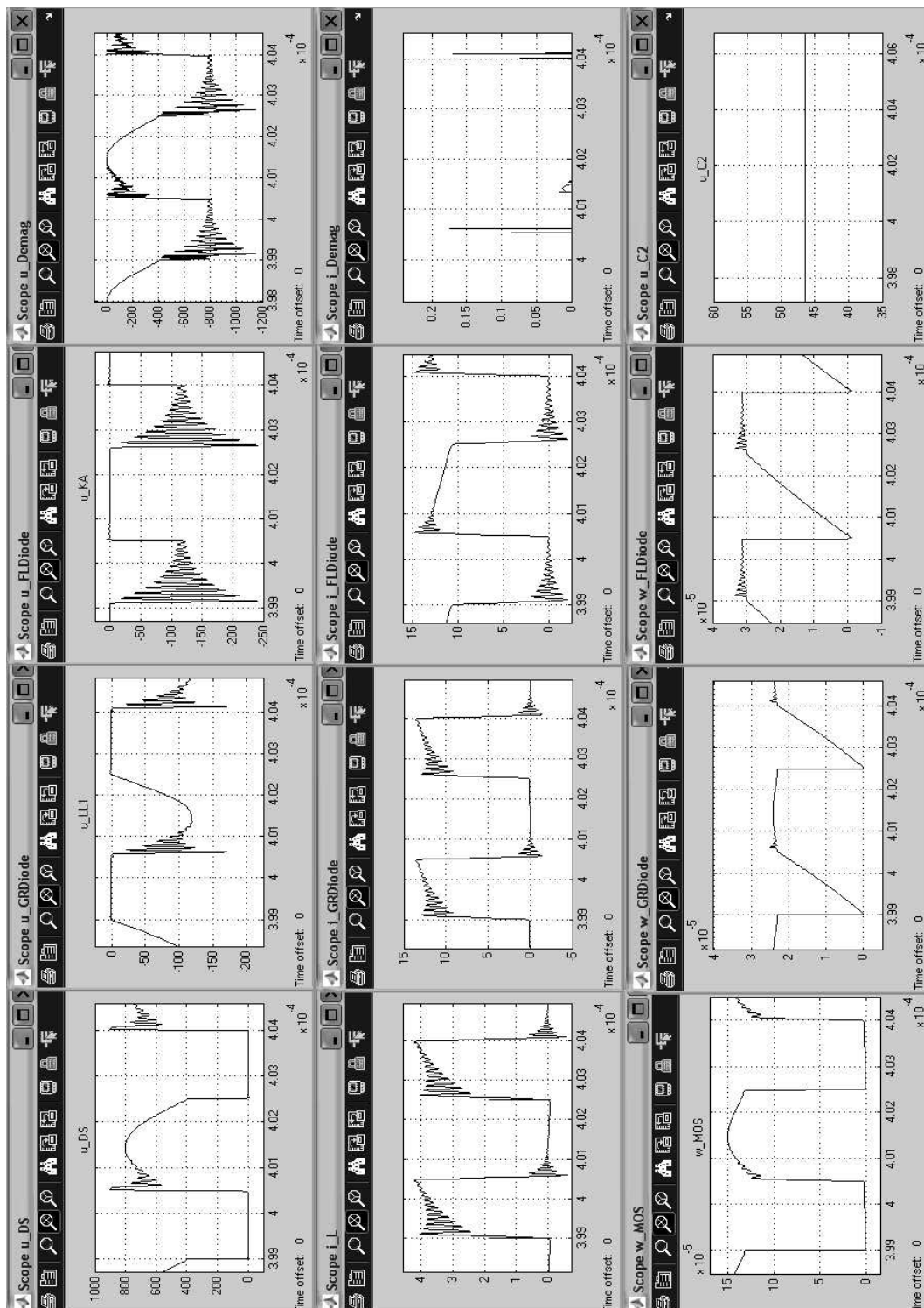


Abbildung A.52.: Forward-Converter mit auf 285 kHz erhöhter PWM-Frequenz

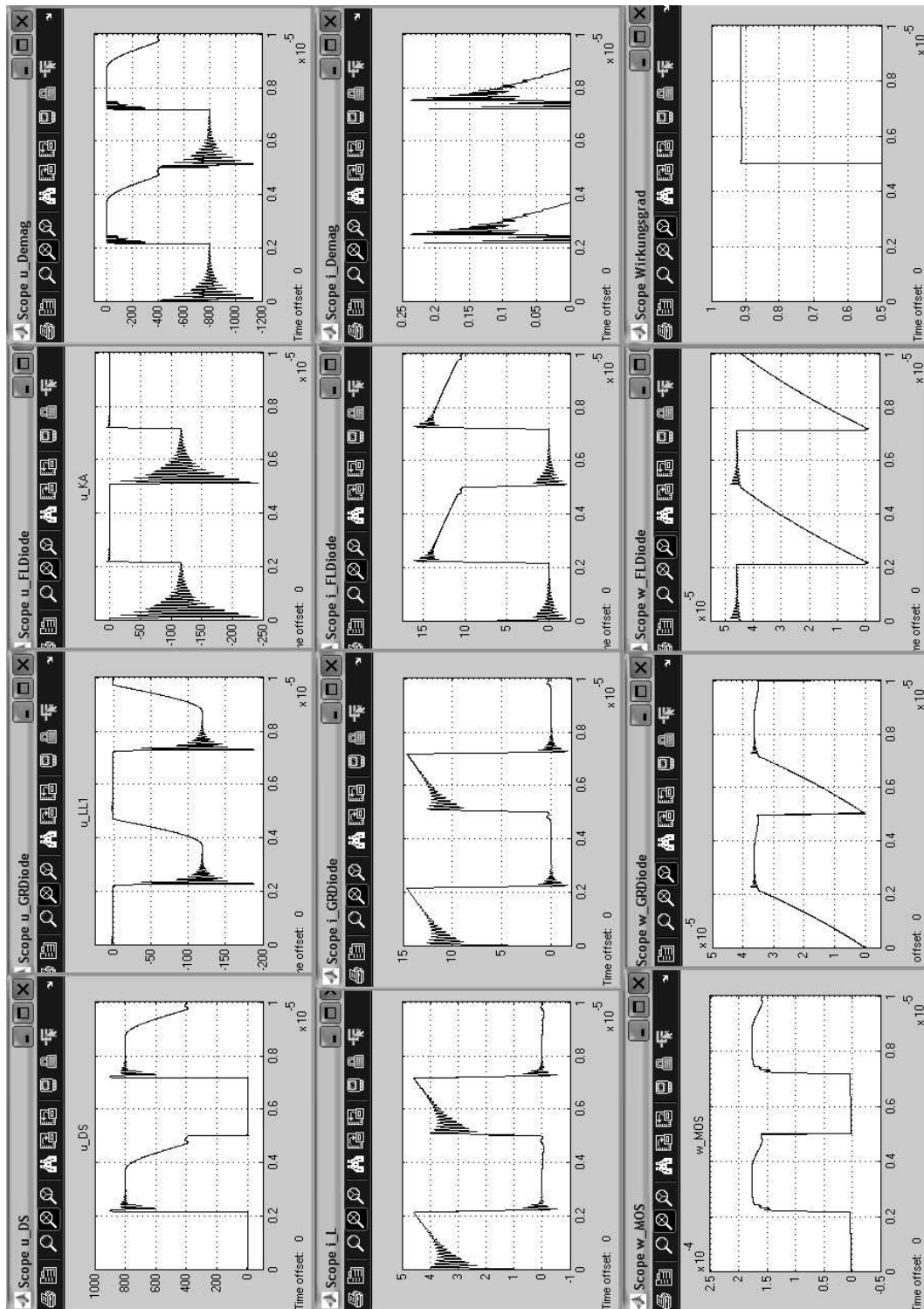


Abbildung A.53.: Forward-Converter Modell (1): $\frac{n_2}{n_1} = 0,3$, $\frac{n_3}{n_1} = 1,0$, $L_h = 2800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$

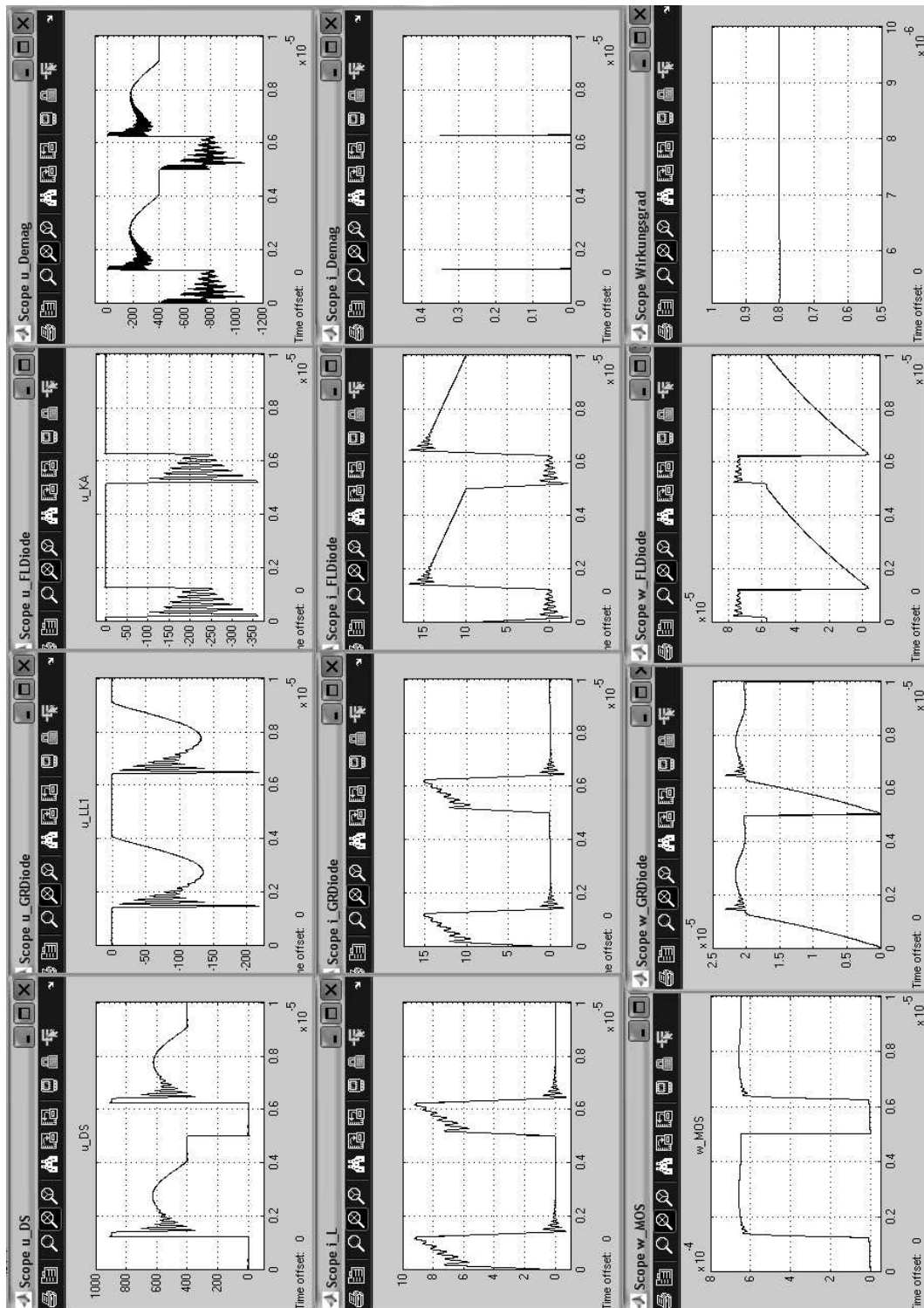


Abbildung A.54.: Forward-Converter Modell (2): $\frac{n_2}{n_1} = 0,6$, $\frac{n_3}{n_1} = 1,0$, $L_h = 2800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$

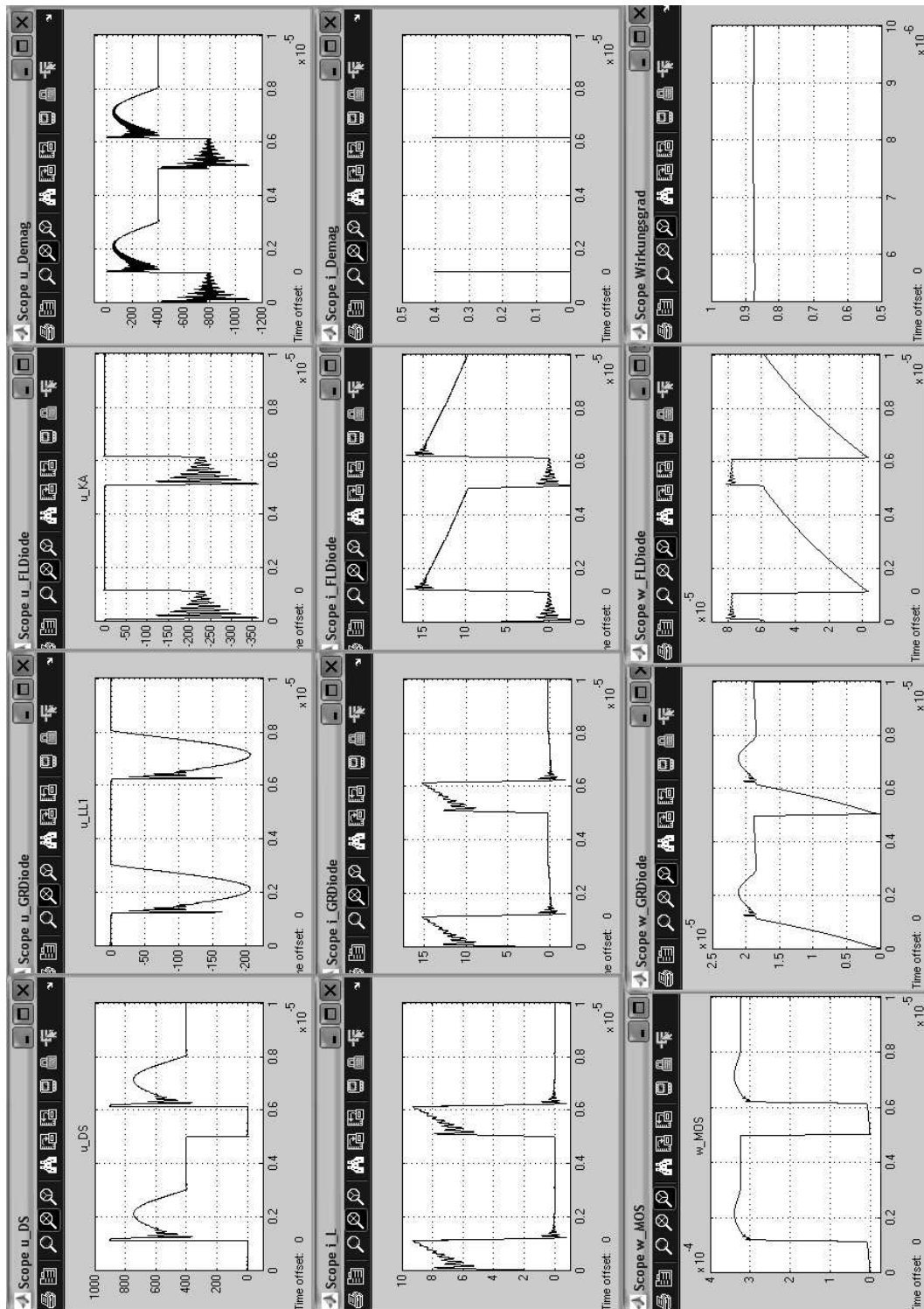


Abbildung A.55.: Forward-Converter Modell (3): $\frac{n_2}{n_1} = 0,6$, $\frac{n_3}{n_1} = 1,0$, $L_h = 1400 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 5 \mu\text{H}$

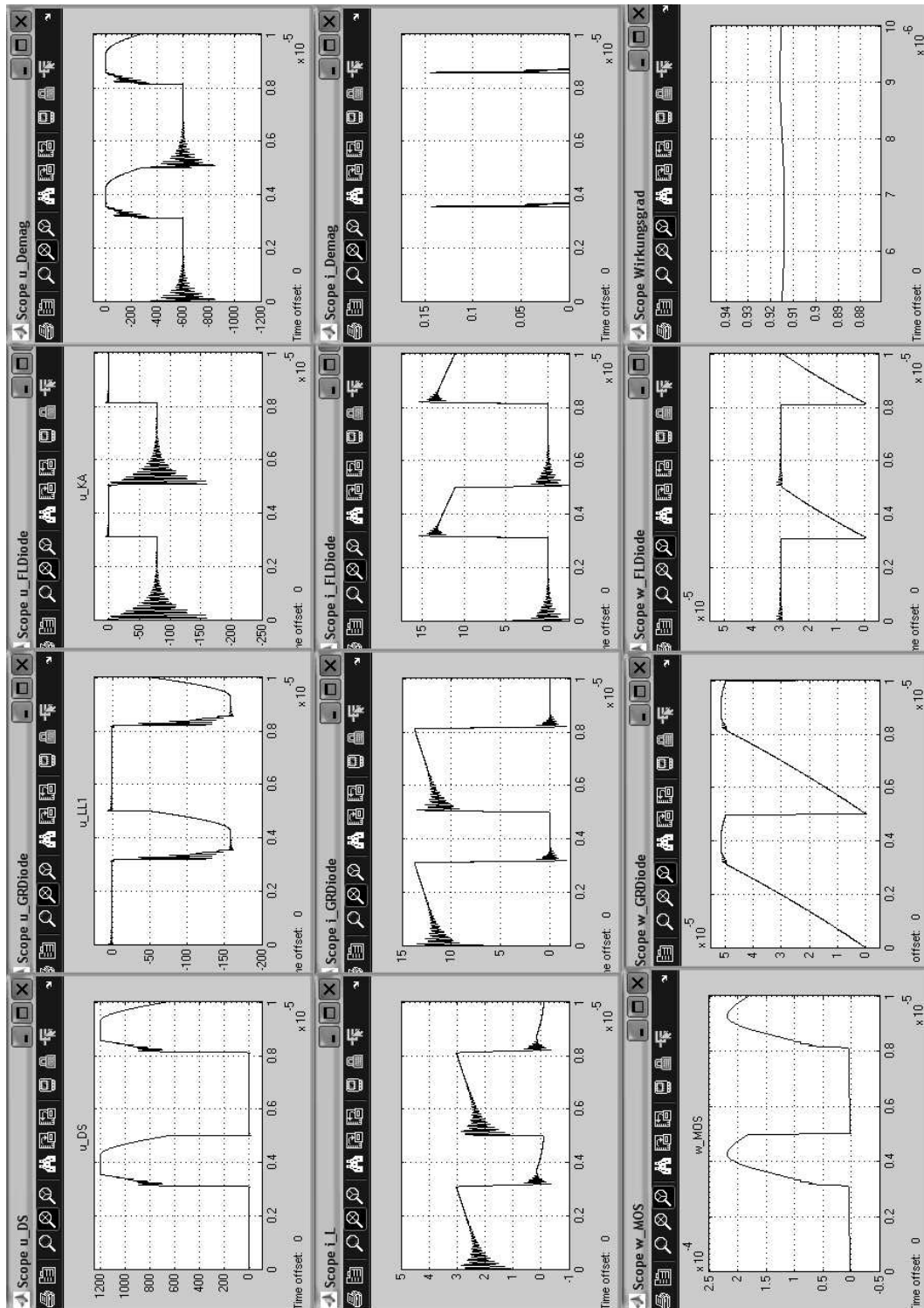


Abbildung A.56.: Forward-Converter Modell (4): $\frac{n_2}{n_1} = 0,2$, $\frac{n_3}{n_1} = 0,5$, $L_h = 2800 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 10 \mu\text{H}$

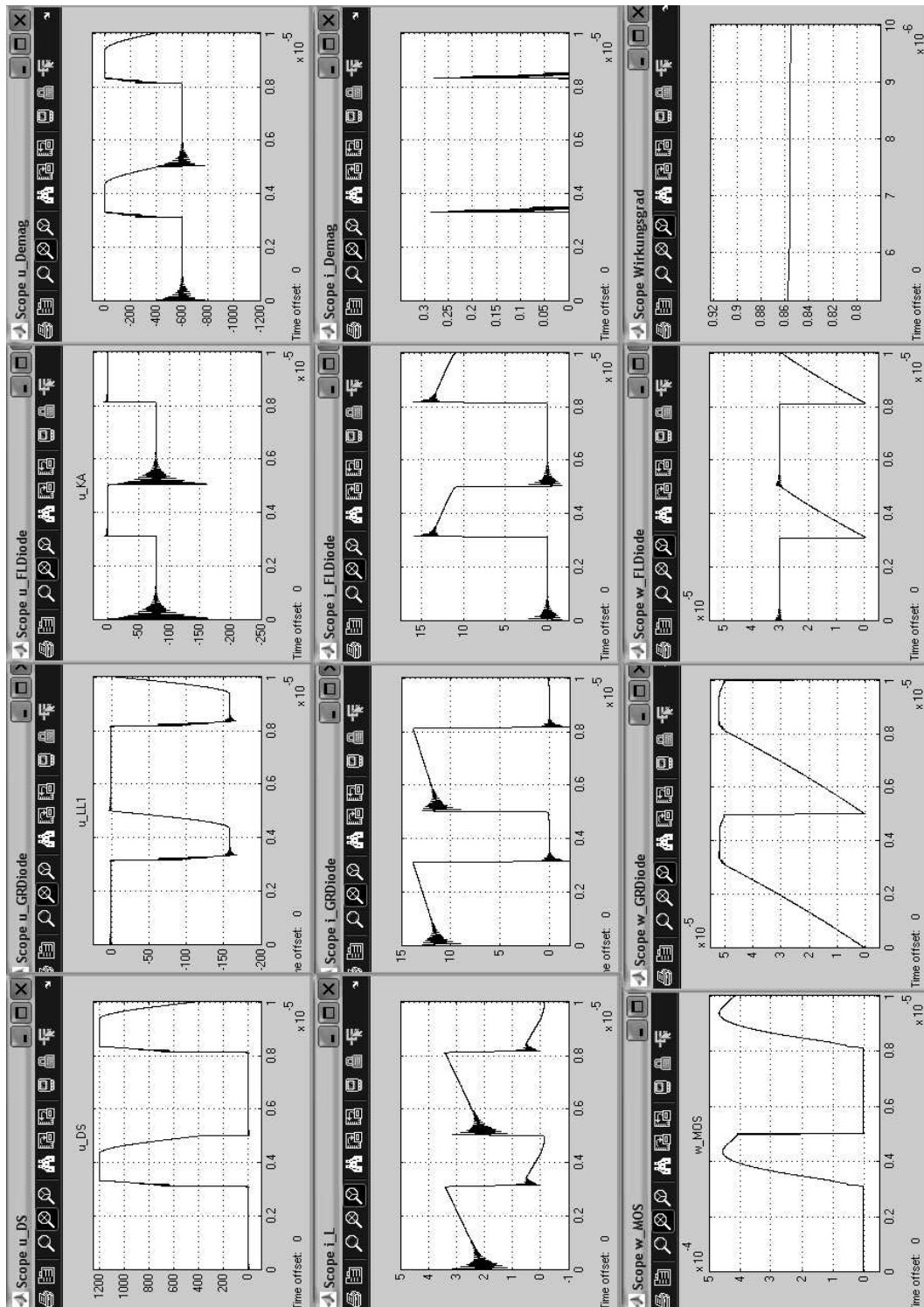


Abbildung A.57.: Forward-Converter Modell (5): $\frac{n_2}{n_1} = 0, 2$, $\frac{n_3}{n_1} = 0, 5$, $L_h = 1400 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 5 \mu\text{H}$

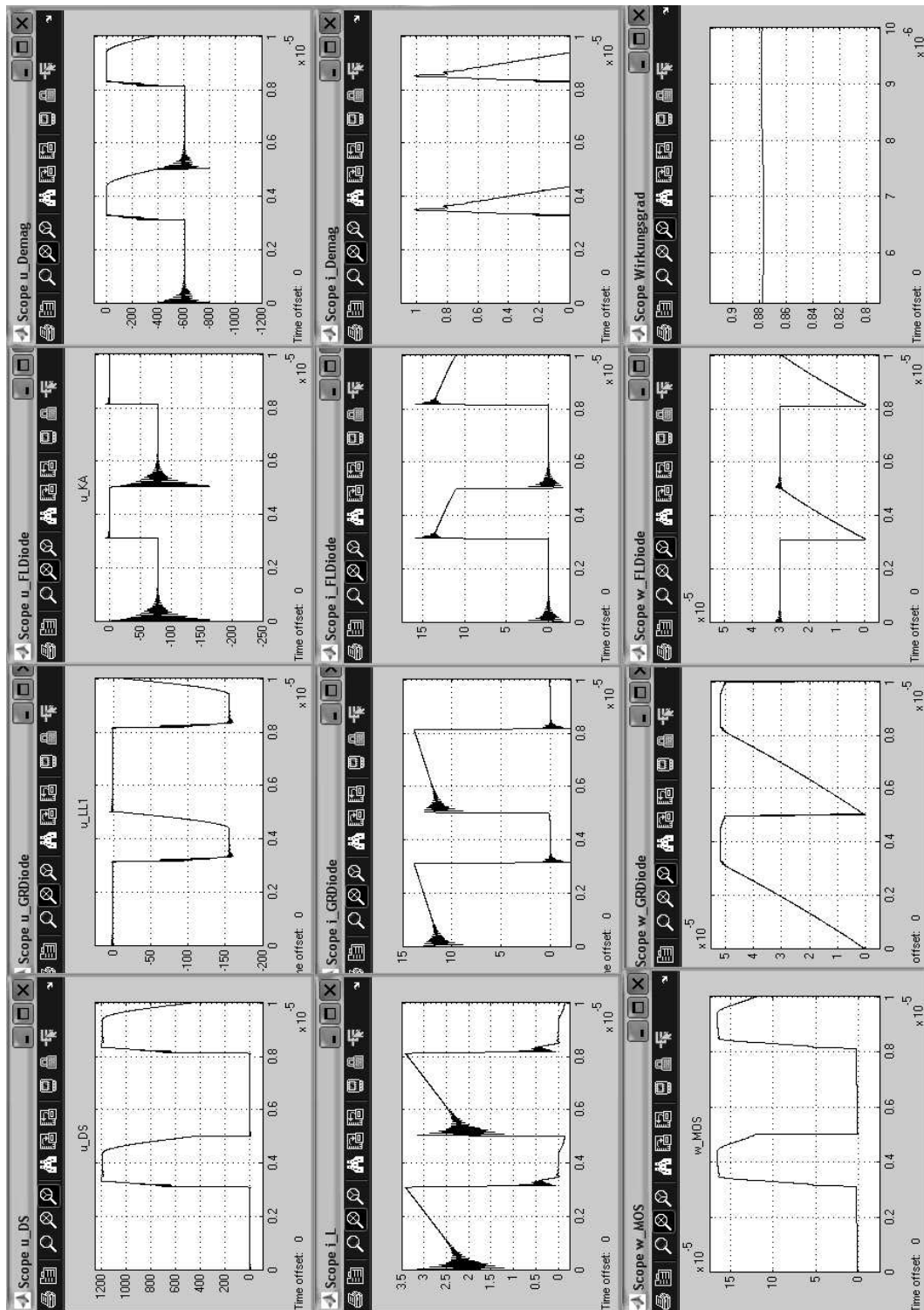
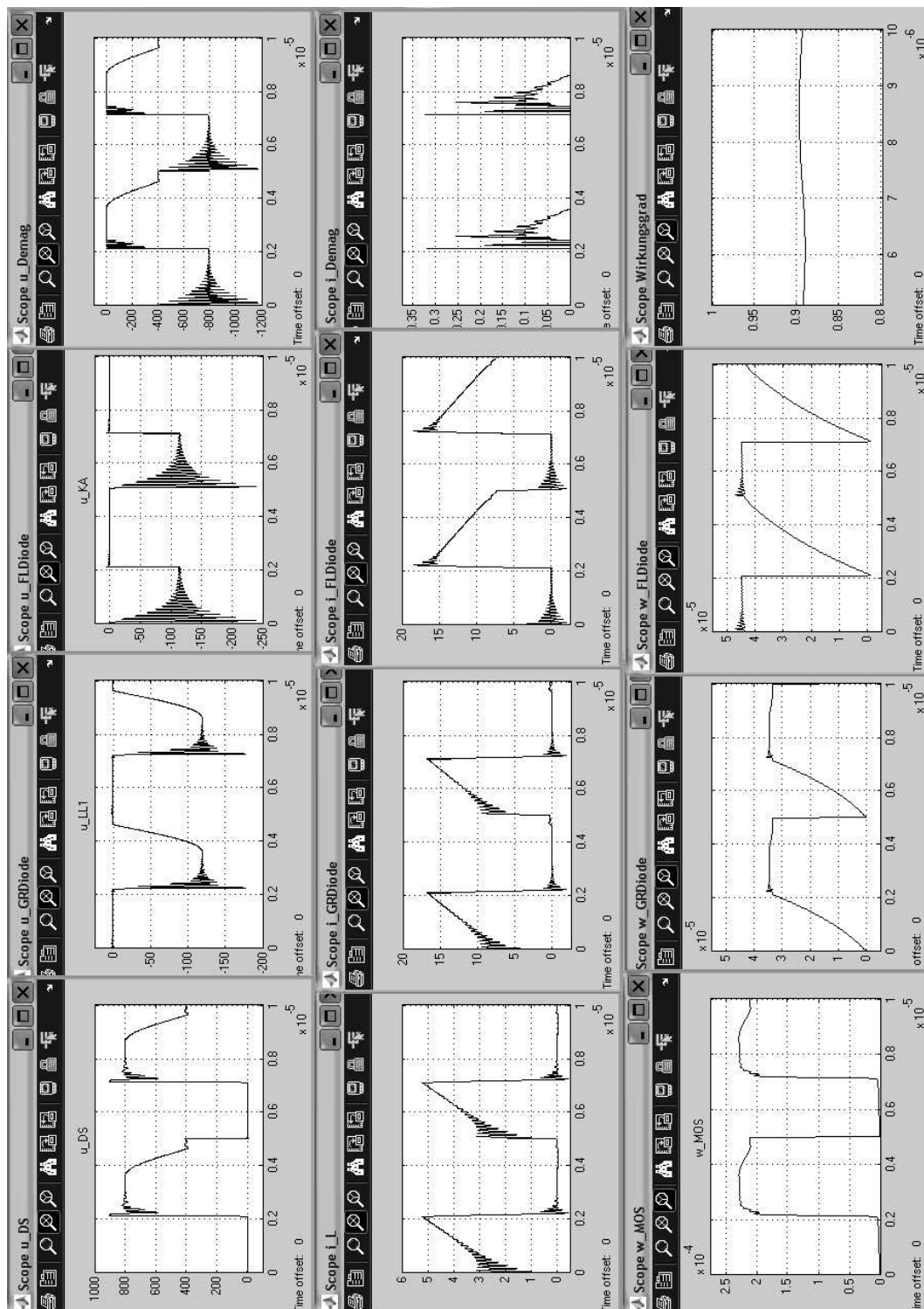
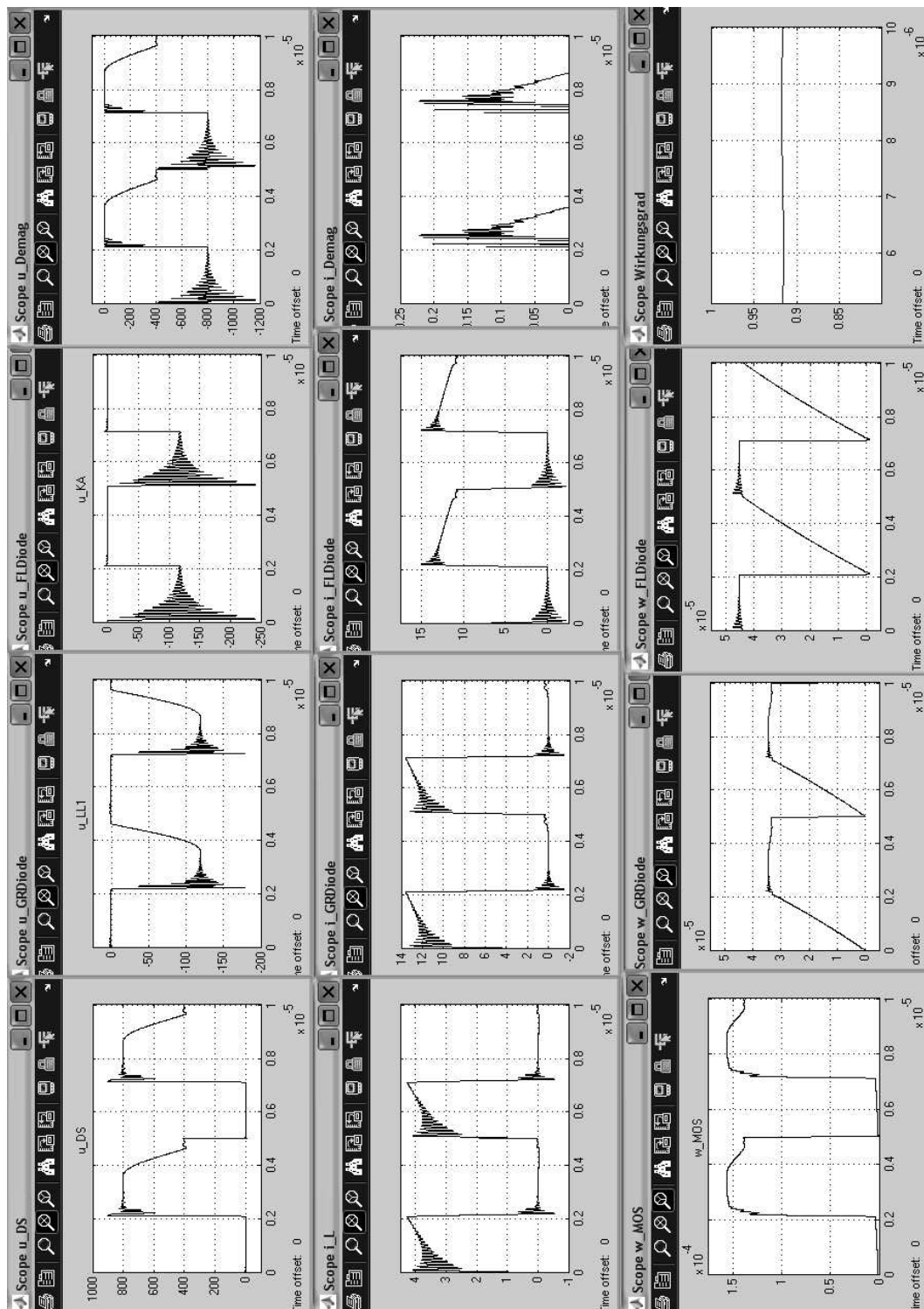


Abbildung A.58.: Forward-Converter Modell (6): $\frac{n_2}{n_1} = 0,2$, $\frac{n_3}{n_1} = 0,51$, $L_h = 1400 \mu\text{H}$, $L_\sigma = 5 \mu\text{H}$

Abbildung A.59.: Kurvenverläufe Forward-Converter mit auf 15 μ H reduzierter Ausgangsinduktivität

Abbildung A.60.: Kurvenverläufe Forward-Converter mit auf 55 μH erhöhter Ausgangsinduktivität

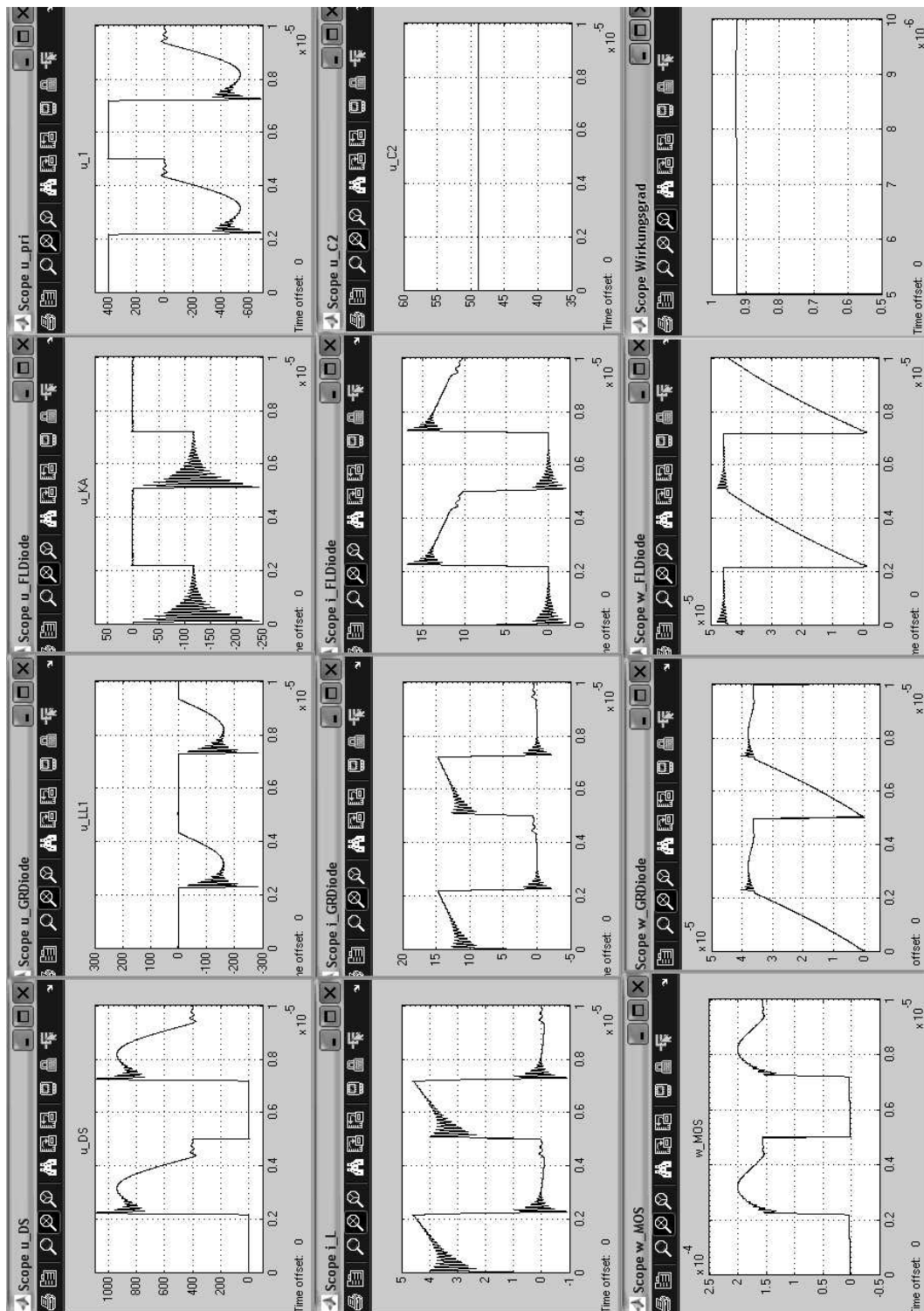


Abbildung A.61.: Forward-Converter ohne Entmagnetisierungswicklung und mit 1000V-MOSFET

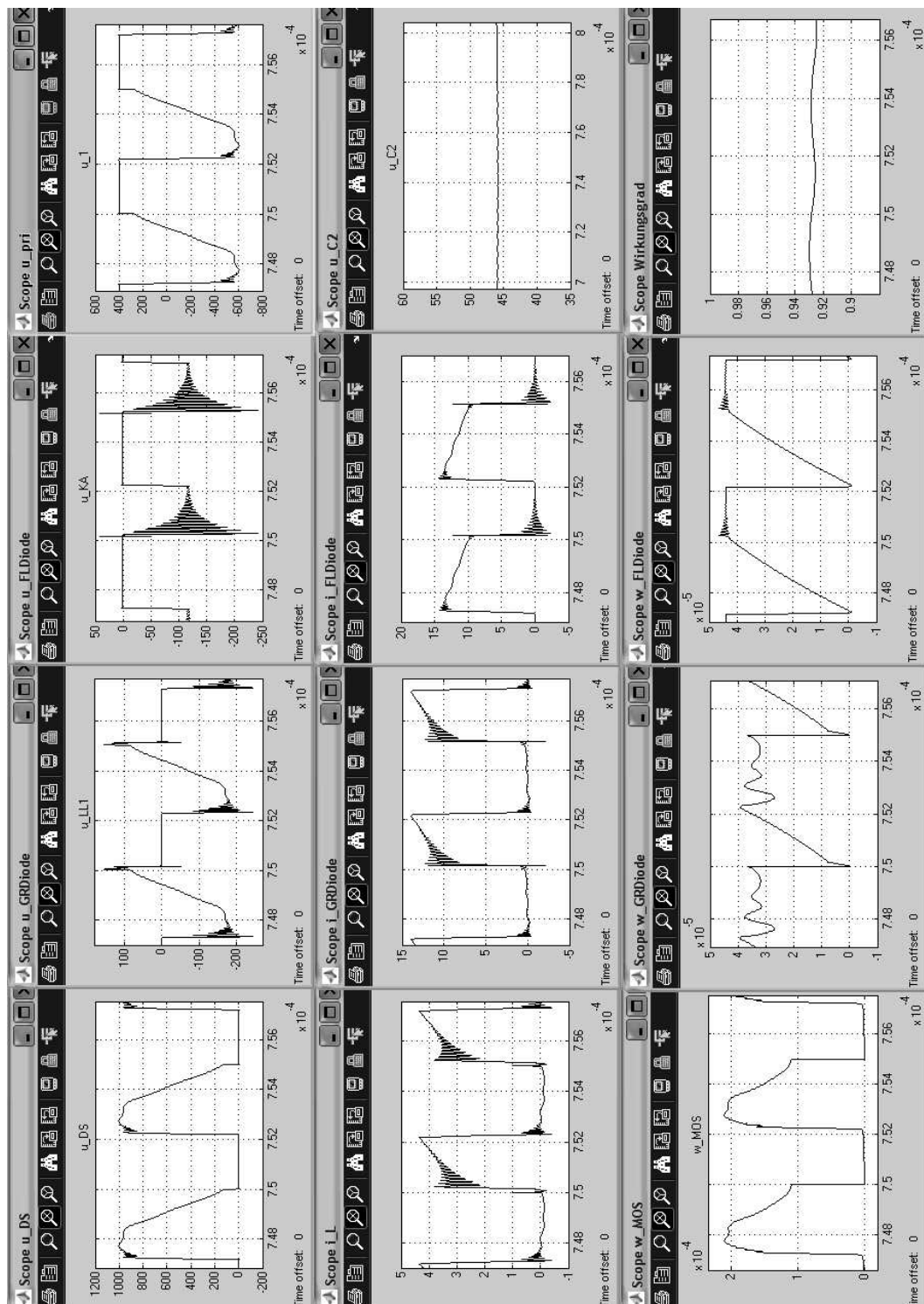


Abbildung A.62.: Halbresonanter Forward-Converter ohne Entmagnetisierungswicklung und mit 1000V-MOSFET

A.5. Vergleichsrechnung zu unterschiedlichen PFC-Konzepten

Die hier durchgeführten Berechnungen verdeutlichen die auf Seite 121 getroffenen Ausführungen zu ein- und zweistufigen PFC-Konzepten.

Eingangsspannungsbereich: 90 V – 280 V
 Leistung: 800 W
 max. Stromripple: $0,2 \hat{i}_{in\,max}$
 Schaltfrequenz: 200 kHz

Einstufige PFC:

PFC-Ausgangsspannung: 60 V
 Transformator-Übersetzungsverhältnis: $\frac{n_1}{n_2} = \frac{4}{1}$

Bei der Flyback-PFC tritt der größte Stromripple bei der größten Eingangsspannung (entspricht kleinstem Tastverhältnis) auf:

$$D_{min} = \frac{\frac{4 \cdot 60 \text{ V}}{\sqrt{2} \cdot 280 \text{ V}}}{1 + \frac{4 \cdot 60 \text{ V}}{\sqrt{2} \cdot 280 \text{ V}}} = 0,377$$

Bei konstanter Leistungsentnahme aus dem Netz fließt bei der kleinsten Eingangsspannung der größte Netzstrom:

$$\hat{i}_{in\,max} = \frac{800 \text{ W}}{90 \text{ V}} \cdot \sqrt{2} = 12,57 \text{ A}$$

Aus dem maximalen Stromripple lässt sich die Mindestinduktivität des Transformators berechnen:

$$\rightsquigarrow L = \frac{280 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,377}{12,57 \text{ A} \cdot 0,2 \cdot 200000 \text{ Hz}} = 297 \mu\text{H}$$

Aus dem Induktionsgesetz lässt sich ableiten:

$$w \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt} \rightsquigarrow w_{min} = \frac{L \hat{i}}{B_{max} A_{mag}}$$

Die minimal benötigte Windungszahl der Primärwicklung beträgt somit für einen Kern ETD39/N97 [48] [47]:

$$w_{min} = \frac{297 \mu\text{H} \cdot 12,57 \text{ A} \cdot 1,1}{0,35 \text{ T} \cdot 123 \text{ mm}^2} = 96$$

$$\rightsquigarrow \frac{n_1}{n_2} = \frac{96}{24}$$

Zweistufige PFC:

PFC-Ausgangsspannung: 400 V

Transformator-Übersetzungsverhältnis: $\frac{n_1}{n_2} = \frac{2}{1}$

Ausgangsspannung DC/DC-Wandler: 48 V

Das maximale Tastverhältnis des Flyback-Converters beträgt:

$$D_{max} = \frac{\frac{2 \cdot 48 \text{ V}}{400 \text{ V}}}{1 + \frac{2 \cdot 48 \text{ V}}{400 \text{ V}}} = 0,194$$

Der maximale Mittelwert des Schalterstroms während der Ein-Zeit beträgt:

$$\bar{i}_{max} = \frac{800 \text{ W}}{400 \text{ V} \cdot 0,194} = 10,31 \text{ A}$$

Die benötigte Induktivität beträgt:

$$\rightsquigarrow L = \frac{400 \text{ V} \cdot 0,194}{10,31 \text{ A} \cdot 0,2 \cdot 200000 \text{ Hz}} = 188 \mu\text{H}$$

Die benötigte Windungszahl auf der Primärseite beträgt unter Verwendung eines Kerns vom Typ ETD39/N97:

$$w_{min} = \frac{188 \mu\text{H} \cdot 10,31 \text{ A} \cdot 1,1}{0,35 \text{ T} \cdot 123 \text{ mm}^2} = 50$$

$$\rightsquigarrow \frac{n_1}{n_2} = \frac{50}{25}$$

Der maximale Stromripple der PFC-Drossel tritt in dieser Anwendung bei einem Tastverhältnis von 0,5 auf. Er soll einen Wert von $0,2 \hat{i}_{in,max}$ nicht überschreiten.

$$D_{max} = \frac{400 \text{ V} - \sqrt{2} \cdot 90 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0,682$$

Der maximale Netzstrom beträgt:

$$\hat{i}_{in,max} = \frac{800 \text{ W}}{90 \text{ V}} \cdot \sqrt{2} = 12,57 \text{ A}$$

Die Induktivität der PFC-Drossel ergibt sich somit zu:

$$\rightsquigarrow L = \frac{200 \text{ V} \cdot 0,5}{12,57 \text{ A} \cdot 0,2 \cdot 200000 \text{ Hz}} = 199 \mu\text{H}$$

Unter Verwendung eines Ringkerns vom Typ *KoolMμ* (77083A7) der Firma *Magnetics* wird folgende Windungszahl benötigt [49]:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{199 \mu\text{H}}{0,081 \mu\text{H}}} = 49$$

Die maximale Flussdichte in der PFC-Drossel tritt bei minimaler Eingangsspannung auf, d.h. wenn der Netzeingangsstrom maximal ist. In diesem Arbeitspunkt beträgt der Stromripple 2,18 A. Dieser muss mit berücksichtigt werden [8].

$$\hat{B}_{max} = w \hat{i}_{max} \frac{A_L}{A_{mag}} = 49 \cdot 13,66 \text{ A} \frac{0,081 \mu\text{H}}{107,2 \text{ mm}^2} = 0,505 \text{ T}$$

A.6. Versuchsnetzteil mit PFC und Forward-Converter

Auslegung des Transformators: Verlustleistungsberechnungen und -optimierungen mit der Software von Dr. Drechsler [64] führen zu folgender Auslegung des Transformators für den Forward-Converter:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{35}{8}$$

$$\frac{n_1}{n_d} = \frac{35}{16}$$

Bei Einsatz eines Kerns vom Typ ETD44/N97 von *EPCOS* (Nr. B66365-G-X197) ergeben sich für die einzelnen Wicklungen folgende Induktivitätswerte:

$$L_1 = 4410 \mu\text{H}$$

$$L_2 = 230 \mu\text{H}$$

$$L_3 = 922 \mu\text{H}$$

Die an der Primärwicklung gemessene Streuinduktivität beträgt $1,4 \mu\text{H}$. Dieser sehr geringe Wert wird durch die vierfache Verschachtelung der Wicklungen erzielt. Zum genauen Aufbau des Transformators siehe Abbildung A.63.

Wickelvorschrift Transformator Versuchsschaltung

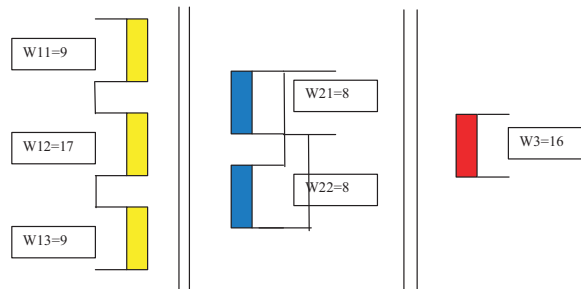
Kern: ETD44/ N97

Luftspalt: 0mm

Übersetzungsverhältnis: $\dot{u}_{1,2}=4,375$; $\dot{u}_{1,3}=2,5$

Windungsverhältnis: 35:8:14

Schaltung:

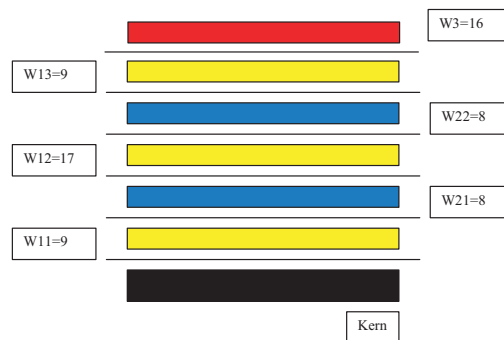


W1 (primär) wird seriell verschaltet

W2 (sekundär) wird parallel verschaltet

Wicklungen: Kupfer-Flachband, Breite: $b=21,5\text{mm}$ Stärke **W1**: $d=50\text{ }\mu\text{m}$ Stärke **W2**: $d=100\text{ }\mu\text{m}$ Kupfer-Lackdraht, Durchmesser **W3**: $0,63\text{mm}$

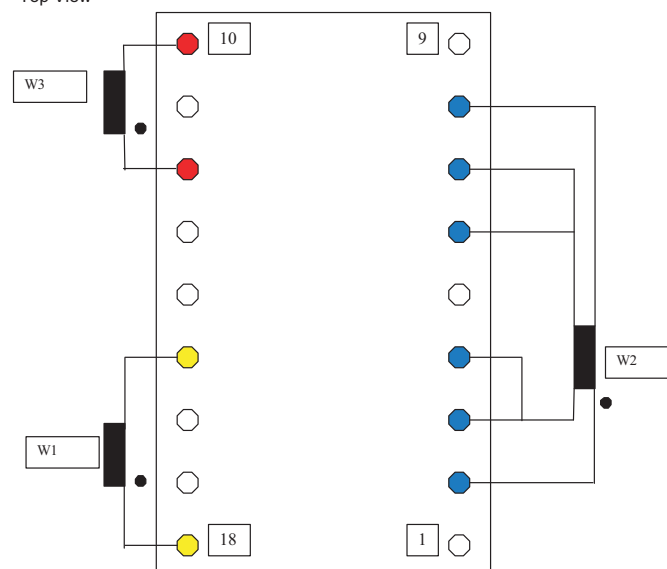
Wicklungsaufbau: 4-fach verschachtelt



Layout:

Spulenkörper liegend (18 Pins), EPCOS-Nr. B66366-B1018-T1

Top View

**Abbildung A.63.:** Wickelvorschrift des Transformators für den Forward-Converter

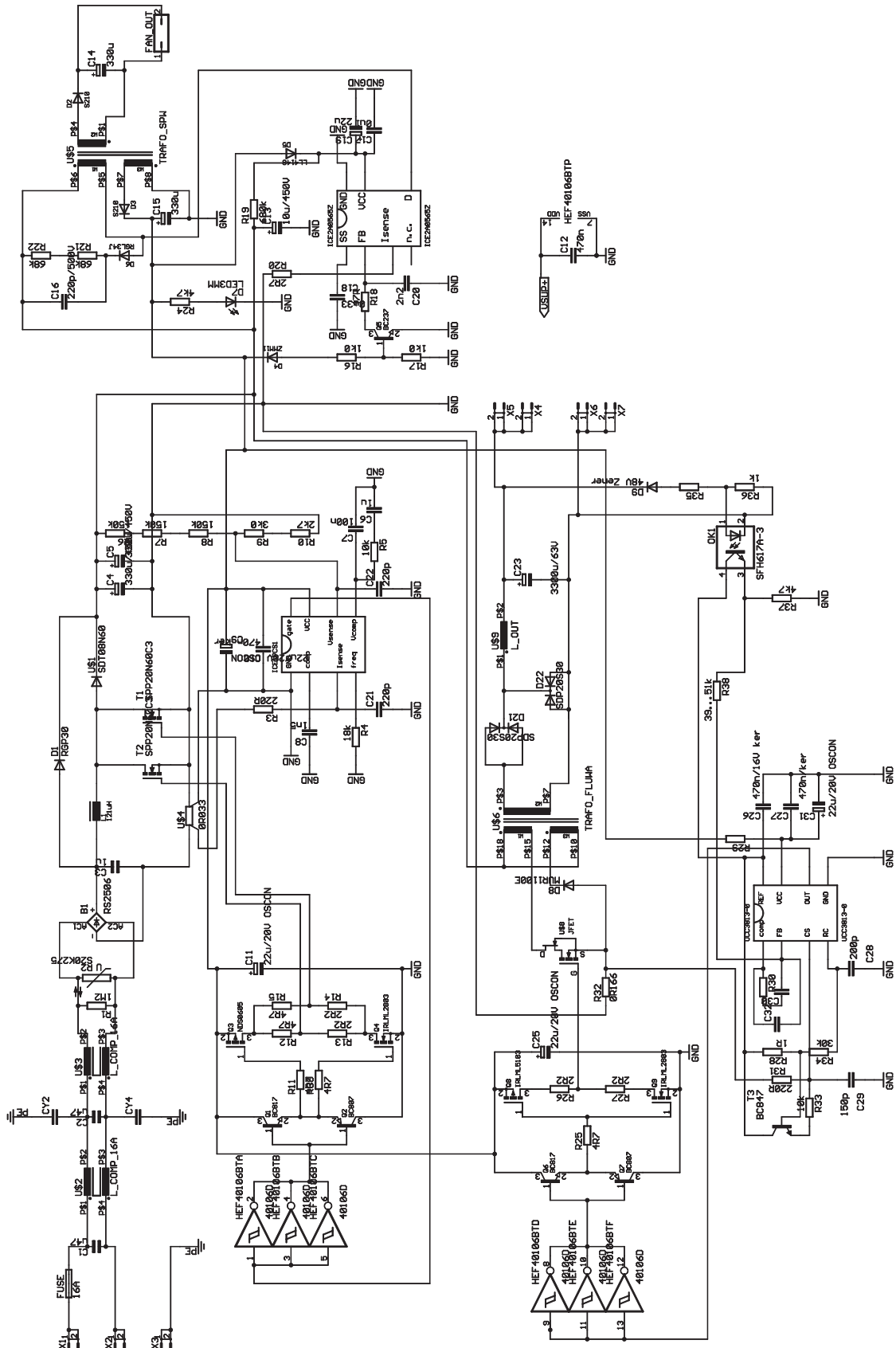


Abbildung A.64.: Schaltplan des Versuchsnetzteils mit PFC

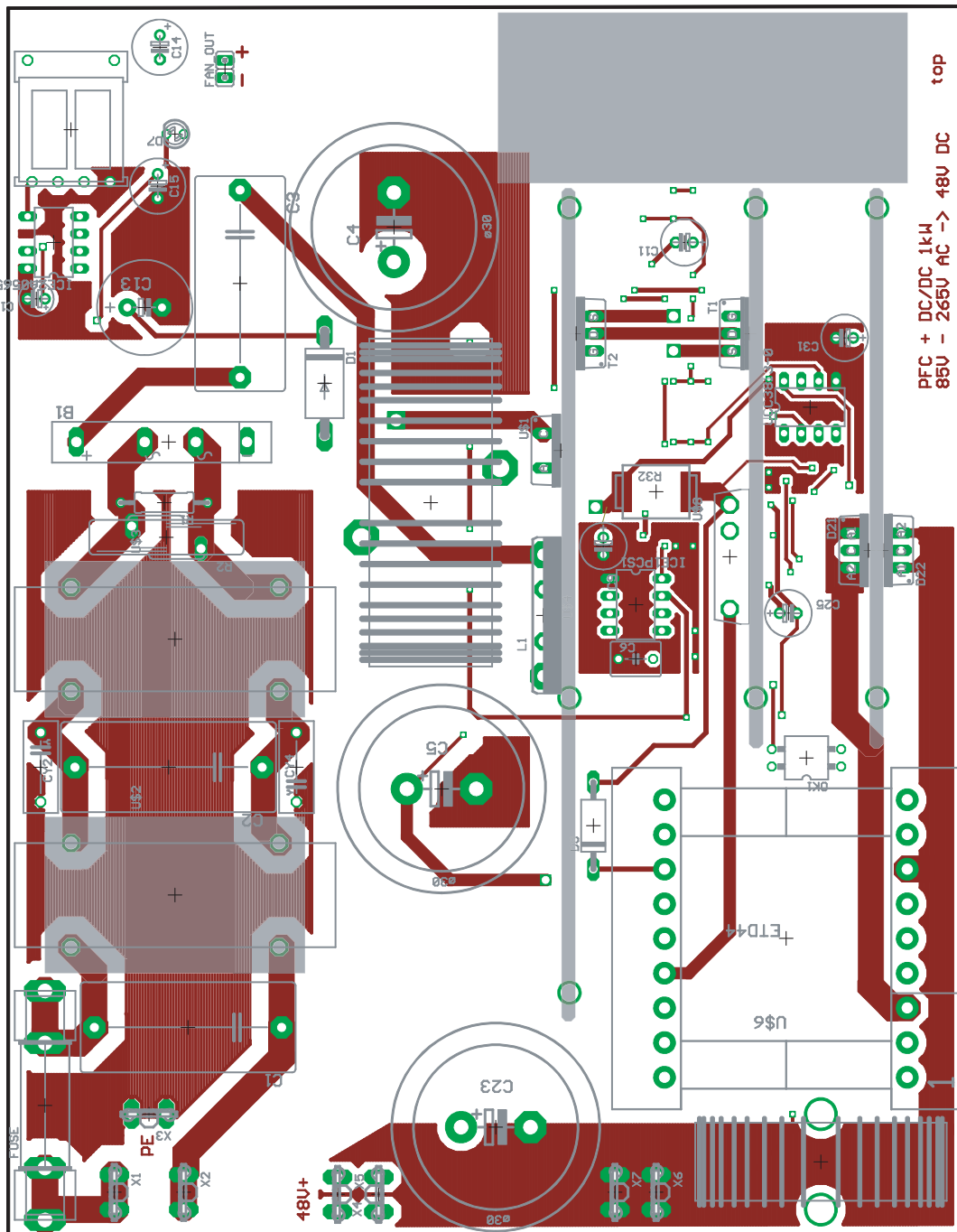


Abbildung A.65.: Boardlayout Oberseite des Versuchsetzteils (Originalgröße)

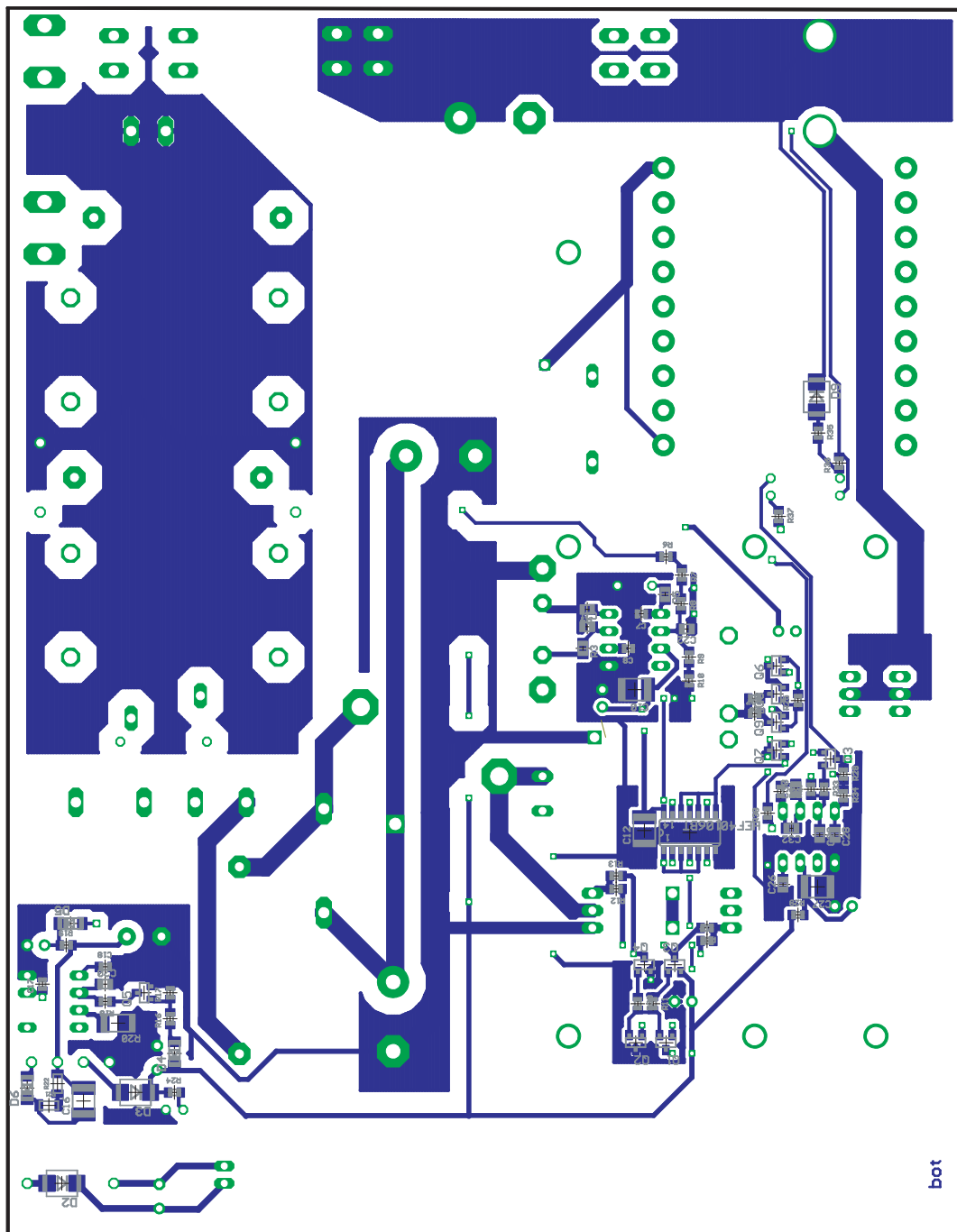


Abbildung A.66.: Boardlayout Unterseite des Versuchsetzteils (Originalgröße)

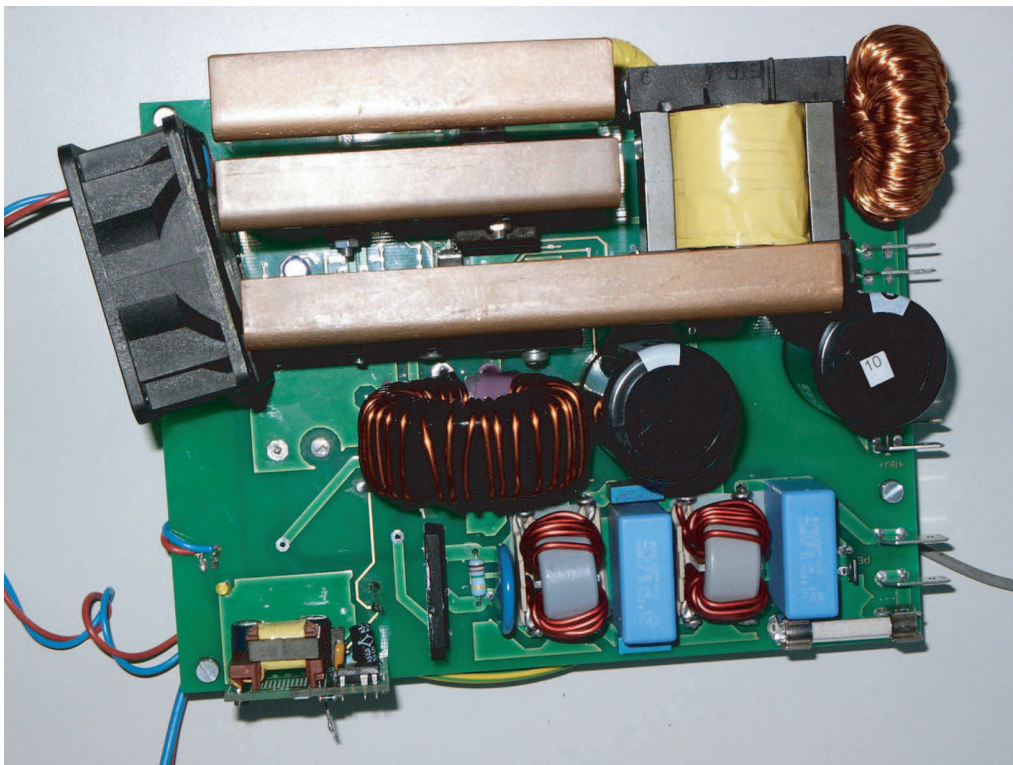


Abbildung A.67.: Draufsicht Versuchsnetzteil

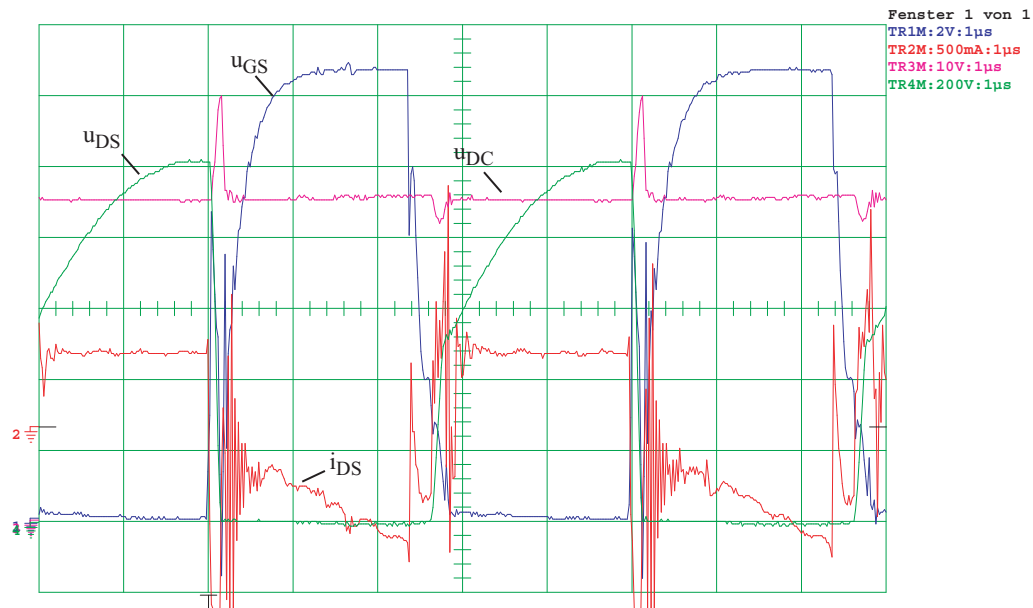


Abbildung A.68.: Gate-Source-Spannung des Schalters (u_{GS} , Kanal 1), Drainstrom (i_{DS} , Kanal 2), Ausgangsspannung (u_{DC} , Kanal 3) und Drain-Source-Spannung (u_{DS} , Kanal 4) bei 400 V Zwischenkreisspannung und 250 W Ausgangsleistung

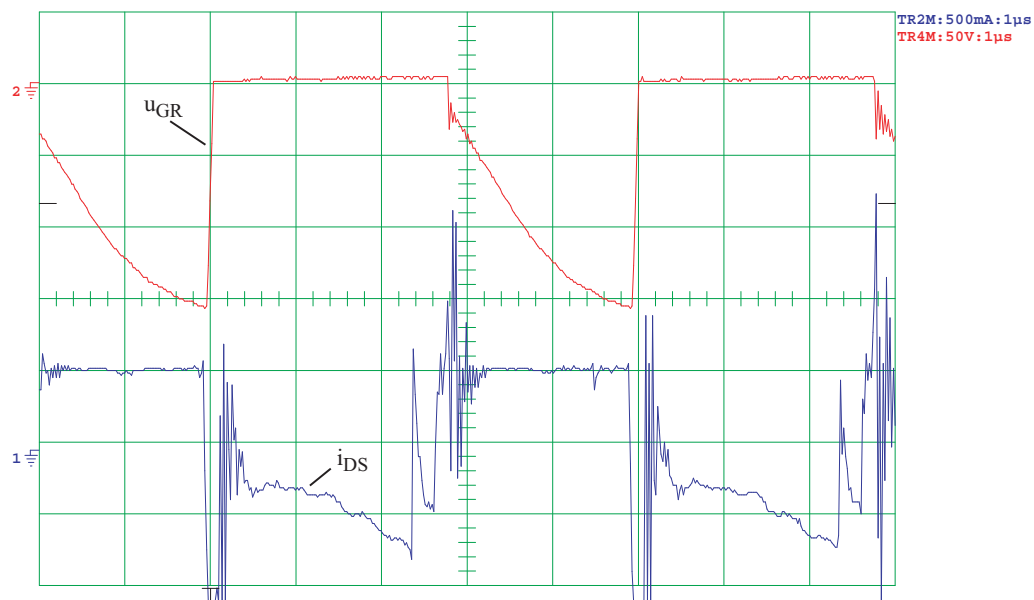


Abbildung A.69.: Drainstrom des Schalters (i_{DS} , Kanal 2) und Spannung über der Gleichrichterdiode (u_{GR} , Kanal 4) bei 400 V Zwischenkreisspannung und 200 W Ausgangsleistung

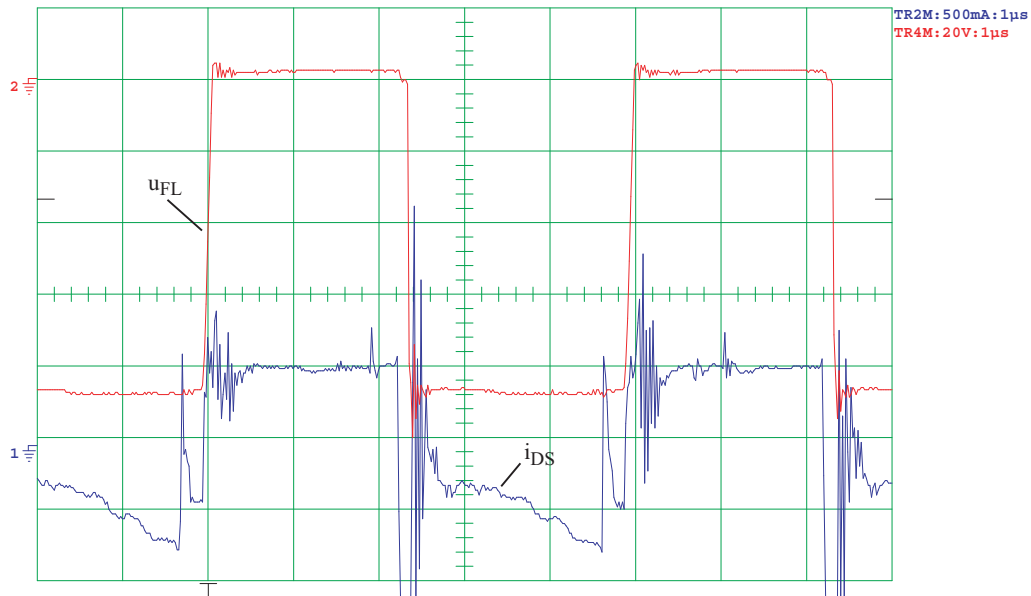


Abbildung A.70.: Drainstrom des Schalters (i_{DS} , Kanal 2) und Spannung über der Freilaufdiode (u_{FL} , Kanal 4) bei 400 V Zwischenkreisspannung und 200 W Ausgangsleistung

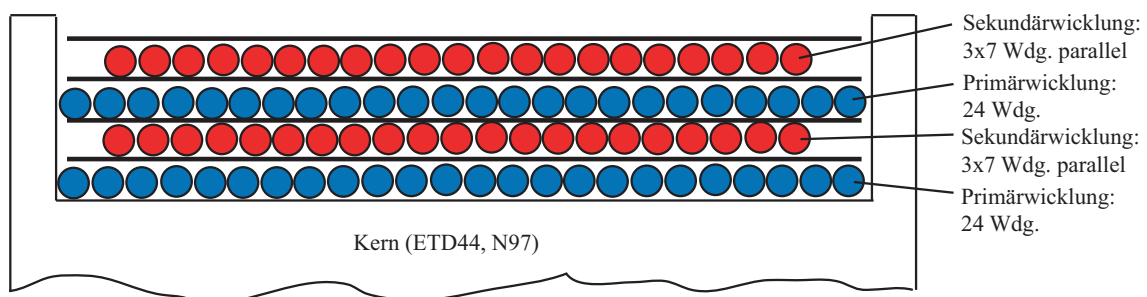


Abbildung A.71.: Wickelschema des zweiten Transformators zu Testzwecken für den Forward-Converter

Literaturverzeichnis

Fachbücher

- [1] Thiel, U. L.: *Schaltnetzteile erfolgreich planen und dimensionieren*; 2. Aufl.; Franzis' Verlag; Poing 1998
- [2] Thiel, U. L.: *Professionelle Schaltnetzteil-Applikationen*; Franzis Verlag; Poing 1996
- [3] Hirschmann, W./ Hauenstein, A.: *Schaltnetzteile*; Siemens AG; Berlin, München 1990
- [4] Billings, K.: *Switchmode Power Supply Handbook*; Second Edition; McGraw-Hill; New York, San Francisco u. a. 1999
- [5] Whittington, H. W./ Flynn, B. W./ Macpherson, D. E.: *Switched Mode Power Supplies: Design and Construction*; Research Studies Press LTD; Somerset 1992
- [6] Rashid, M. H. (Editor): *Power Electronics Handbook*; Academic Press; San Diego, San Francisco, u. a. 2001
- [7] Mohan, N./ Undeland, T. M./ Robbins, W. P.: *Power Electronics*; 2. Aufl.; John Wiley & Sons, Inc.; 1995
- [8] Seidel, H. U./ Wagner, E.: *Allgemeine Elektrotechnik*; Band 1; Carl Hanser Verlag; München, Wien; 1992
- [9] Seidel, H. U./ Wagner, E.: *Allgemeine Elektrotechnik*; Band 2; Carl Hanser Verlag; München, Wien; 1993
- [10] Tietze, U./ Schenk, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*; Springer Verlag; Berlin, Heidelberg; 2002
- [11] Schwab, A. J.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*; Springer Verlag; Heidelberg, Berlin; 1996
- [12] Föste, B./ Öing, S.: *EMV-Design Richtlinien*; Franzis' Verlag; Poing; 2003
- [13] Montrose, M. I.: *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*; IEEE Press; New York; 1996

Konferenzbände, Tagungsbeiträge, Vorträge

- [14] Drechsler, E.: *Power Losses in Windings considering two-dimensional Current and Field Displacement*; PCIM 1998 Nürnberg; Power Conversion Proceedings, S. 691-704
- [15] Drechsler, E.: *Berechnung von Kern- und Wicklungsverlusten induktiver Bauelemente für die Leistungselektronik - Grundlagen*; Skript zum Vortrag an der TU-Ilmenau; 2003
- [16] Drechsler, E./ Scherf, M.: *Frequenzabhängigkeit der Größe von PFC-Drosseln*; ISLE-Seminar 2001; Ilmenau
- [17] Sullivan, Charles R.: *Computationally Efficient Winding Loss Calculation with Multiple Windings, Arbitrary Waveforms, and Two-Dimensional or Three-Dimensional Field Geometry*; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 1; January 2001
- [18] Sullivan, Charles R.: *Cost-Constrained Selection of Strand Diameter and Number in a Litz-Wire Transformer Winding*; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 2; March 2001
- [19] Sullivan, Charles R.: *Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding*; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 2; March 1999
- [20] Hu, Jiankun/ Sullivan, Charles R.: *Optimization of Shapes for Round-Wire High-Frequency Gapped- Inductor Windings*; IEEE Industry Applications Society Annual Meeting; St. Louis, MO,; 12-16 Oktober 1998
- [21] Steinmetz, C.P.: *On the law of hysteresis*; AIEE Transactions, Vol. 9, S. 3-64; 1892
- [22] Venkatachalam, Kapil/ Sullivan, Charles R./ Abdallah, Tarek/ Tacca, Hernán: *Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters*; 8th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics (COMPEL); 2002
- [23] Zverev, Ilia/ Petzoldt, Jürgen/ Reimann, Tobias/ Müller, André: *Silicon Carbide questions the settled hierarchy of converter topologies*; PCIM Nürnberg; 2003
- [24] Dr.-Ing. Fuld, Berthold: *Oberschwingungsströme: Die EN 61000-3-2 und Ansätze zur Erfüllung ihrer Anforderungen*; Skript zum Vortrag an der TU Darmstadt; 10.05.2001
- [25] G. Spiazzi, S. Buso, M. Citron, R. Pierobon: *Performance Evaluation of a Schottky SiC Power Diode in a Boost PFC Application*; IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), Cairns, Juni 2002

- [26] G. Spiazzi, S. Buso: *A New Soft-Switching Forward DC-DC Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode*; IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), Cairns, Juni 2002
- [27] Melkonyan, A./ Dr. Zverev, I.: *SiC Switch in Single Stage Converter for Distributed Power Supplies*; 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Toulouse, September 2003
- [28] Kolar, J.W./ Kazuaki, M./ Herold, S.: *A Gate Drive Circuit for Silicon Carbide JFET*; Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industry Electronics Society, Roanoke (VA), USA; Nov. 2 - 6 2003, S. 1162 - 1166
- [29] Krismer, F./ Round, S.D./ Kolar, J.W.: *Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range*; Proceedings of the 37th Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea, June 18 - 22, CD ROM, ISBN: 1-4244-9717-7, (2006);
- [30] Kolar, J.W./ Drofenik, U./ Biela, J./ Heldwein, M.L./ Ertl, H./ Friedli, T./ Round, S.D.: *PWM Converter Power Density Barriers*; Proceedings of the 4th Power Conversion Conference (PCC'07), Nagoya, Japan, April 2 - 5, CD-ROM, ISBN: 1-4244-0844-X, (2007);
- [31] Biela, J./ Kolar, J.W.: *Using Transformer Parasitics for Resonant Converters – A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformers*; IEEE Transactions on Industry Applications 2007, <http://www.pes.ee.ethz.ch/publications/index.php>;
- [32] Dalessandro, L./ da Silveira Cavalcante, F./ Kolar, J.W.: *Self-Capacitance of High-Voltage Transformers*; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, September 2007, S. 2081 - 2092;
- [33] Biela, J./ Badstübner, U./ Kolar, J.W.: *Design of a 5kW, 1U, 10kW/ltr. Resonant DC-DC Converter for Telecom Applications*; Proceedings of the 29th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'07), Rome, Italy, Sept. 30 - Oct. 4 (2007);

Application-Notes

- [34] Lloyd Dixon, Texas Instruments Inc. (Editor): *Average Current Mode Control of Switching Power Supplies*; Unitrode Application Note U-140; <http://www.ti.com>
- [35] Texas Instruments Inc. (Editor): *Practical Considerations in Current Mode Power Supplies*; Unitrode Application Note U-111; <http://www.ti.com>
- [36] EPCOS AG München: *General Technical Information concerning AL-ELKOs*; Technische Informationen zu AL-Elektrolytkondensatoren; <http://www.epcos.de>; 2001

- [37] Nippon Chemi-Con (NCC): *Precautions and Guidelines*; Technische Informationen zu AL-Elektrolytkondensatoren; <http://www.nippon-chemi-con.com.jp>; 2001
- [38] Texas Instruments Inc. (Editor): *UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design (Philip C. Todd)*; Unitrode Application Note U-134; <http://www.ti.com>
- [39] Bourgeois, J.M.: *Circuits for Power Factor Correction with Regards to Mains Filtering*; SGS-Thomson Application Note AN510/1097; <http://www.sgs.com>
- [40] O'Loughlin, Michael: *UCC3819 250 W Power Factor Corrected (PFC) Boost Follower Preregulator Design*; Texas Instruments Application Note SLUA269; <http://www.ti.com>
- [41] Power Integrations Inc. (Editor): *Topswitch Flyback Power Supply Efficiency*; Power Integrations Application Note AN-19; <http://www.powerint.com/appnotes>;
- [42] Steinebrunner, Udo: *Fast, faster, fastest! Optimized diodes for switching applications*; Application Note IXYS Semiconductor GmbH, Lampertheim; <http://www.ixys.com>
- [43] Guerra, A./ Kohji, A./ Fimiani, S.: *Ultra-fast Recovery Diodes Meet Today's Requirements for High Frequency Operation and Power Ratings in SMPS Applications*; Application Note International Rectifier; <http://www.irf.com>
- [44] Frank, W.: *ICE1PCS01 – Technical Description (AN-PFC-ICE1PCS01-1)*; Application Note V1.0; Januar 2003; <http://www.infineon.com/pfc>
- [45] Frank, W.: *ICE1PCS01 – Getting Started (AN-PFC-ICE1PCS01-2)*; Application Note V1.0; Februar 2003; <http://www.infineon.com/pfc>
- [46] Infineon Technologies (Editor): *How to Control the C2 CoolMOS and its EMI Behavior*; Application Note V1.0; April 2000; <http://www.infineon.com>

Datenblätter

- [47] EPCOS AG München: *SIFERRIT®-Materials*; Datenblätter für Ferritmaterialien; <http://www.epcos.de>; 2000
- [48] EPCOS AG München: *ETD 39/20/13*; Datenblatt ETD39-Ferritkerne; <http://www.epcos.de>; 2000
- [49] Magnetics Incorporated: *Powder Cores*; Datenblattsammlung Ringkerne aus Pulvermaterial; <http://www.mag-inc.com>; 2002
- [50] Infineon AG: *ICE1PCS01: Standalone Power Factor Correction Controller in Continuous Conduction Mode*; Preliminary Datasheet 1.1; Infineon AG München; März 2003

- [51] Infineon AG: *SPP20N60C3 CoolMOS Power Transistor*; Datenblätter für Leistungstransistoren; <http://www.infineon.com>; 2002
- [52] Infineon AG: *ICE 1QS01 Controller for Quasiresonant Switch Mode Power Supplies Supporting Low Power Standby and Power Factor Correction*; Preliminary Data Sheet, Version 1.3, November 2003; <http://www.infineon.com>
- [53] Infineon AG: *Application Note AN-ICE1QS01: A new Quasiresonant Controller for Switch Mode Power Supplies Supporting Low Power Standby and Power Factor Correction (PFC)*; Application Note, Version 2, Januar 2004; <http://www.infineon.com>
- [54] Infineon AG: *Demoboard Description DB-ICE1QS01-250W Demoboard with ICE1QS01 250 W Output Power*; Application Note, November 2003; <http://www.infineon.com>
- [55] APT Advanced Power Technology: *APT1201R5BVR Power MOS V*; Data sheet power transistor; <http://www.advancedpower.com>
- [56] Unitrode (Texas Instruments): *UCC2813-x/ UCC3813-x Low Power Economy BiCMOS Current Mode PWM*; April 1999; <http://www.unitrode.com>; <http://focus.ti.com/general/docs/scproducts.jsp>
- [57] Philips Semiconductors: *TEA1552 – GreenChip II SMPS Control IC*; Product Specification, 27. August 2002; <http://www.semiconductors.philips.com>

Zeitschriftenartikel

- [58] Ciarcia, Steve (Editor): *The Power Factor* in: Circuit Cellar, The Magazine for Computer Applications; Ausgabe 03/2001; <http://www.circuitcellar.com>
- [59] Marsh, David (Editor): *Active Power Factor Correction* in: EDNmag, The Design Source for Engineers and Managers Worldwide; Ausgabe 01/2000; <http://www.ednmag.com>

Normen und Nachschlagewerke

- [60] IEC: *Elektromagnetische Verträglichkeit, Teil 3, Grenzwerte, Abschnitt 2*; IEC 1000-3-2; 1995
- [61] Bronstein, Ilja N./ Semendjajew, Konstantin A./ Musiol, Gerhard/ Mühlig, Heiner: *Taschenbuch der Mathematik*; Verlag Harri Deutsch; Frankfurt/Main 1998
- [62] Hering, E./ Bressler, K./ Gutekunst, J.: *Elektronik für Ingenieure*; VDI Verlag; Düsseldorf 1994
- [63] Hering, E./ Martin, R./ Stohrer, M.: *Physik für Ingenieure*; VDI Verlag; Düsseldorf 1992

Software

- [64] Dr. Drechsler, Eberhard: *Tool zur Berechnung von Kern- und Wicklungsverlustleistungen von induktiven Bauelementen für Schaltnetzteile*; Verlustberechnung von PFC-Drosseln; 2003
- [65] Cadence Design Systems, Inc.: *PSPICE Student Version Release 9.1*; 2000; <http://www.orcadpcb.com/pspice/>
- [66] The MathWorks, Inc.: *MATLAB[®] Release 13, Simulink Release 5*; 2002; <http://www.mathworks.com>